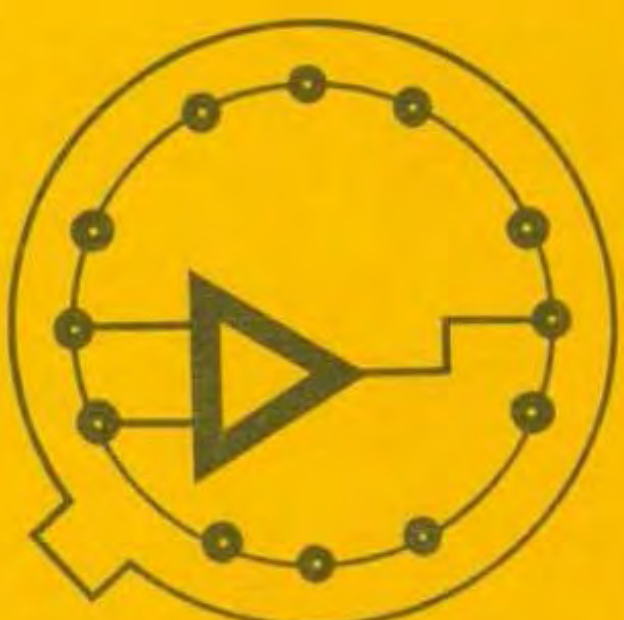
ANCA MANOLESCU
I. MIHUȚ
T. MUREȘAN
A. MANOLESCU
L. TURIC

Circuite integrate liniare



MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÎNTULUI

ANCA MANUELA MANOLESCU ANTON MANOLESCU
IOAN MIHUȚ TIBERIU MUREȘAN LAURENȚIU TURIC

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ
BUCUREȘTI

Lucrarea a fost analizată și aprobată de colectivele catedrelor de Dispozitive, Circuite și Aparate Electronice și de Electrotehnică și Calculatoare, de Consiliile Profesorale ale Facultăților Electronică și Telecomunicații și Electrotehnică și de Birourile Senatelor Institutelor Politehnice București, Iași și Timișoara.

Redactor: ing. MARIA BELURI
Tehnoredactor: VICTORIA GHIMIȘ
Grafician: NICOLAE SÎRBU

PREFAȚA

Lucrarea de față pune la dispoziția studenților facultăților de electronică conceptele și metodologiile de bază, împreună cu exemplificările respective, necesare pentru studiul circuitelor integrate liniare. Ea nu conține o descriere a tuturor circuitelor integrate liniare existente în prezent deoarece autorii consideră că nivelul tot mai mare de sofisticare și specializare a circuitelor integrate liniare tinde să facă nerealistă descrierea unor circuite complexe, într-o permanentă evoluție, în literatura de carte.

Adoptînd un punct de vedere ingineresc, cursul tratează la început problemele de esență ale circuitelor integrate liniare, prezentînd apoi etajele lor constitutive amănunțit și detaliat. Se discută modul de interconectare al acestor etaje în scopul obținerii unor funcții de circuit concrete, cu referiri ample la cea mai importantă categorie a circuitelor integrate liniare, aceea a amplificatoarelor operaționale. Pentru această răspîndită familie se fac referiri la circuite complete cuprinzînd atît aspecte de analiză a unor scheme date, cît și de sinteză a circuitului întreg din etajele constitutive studiate anterior.

Lucrarea include și prezentarea altor familii de circuite integrate liniare, de largă utilizare, cu referiri concrete la circuite recente din producția internă.

Ultimul capitol tratează problemele legate de cele mai uzuale utilizări ale circuitelor integrate liniare.

Cele patru anexe ale lucrării consolidează cunoștințele necesare, iau în studiu metode generale de analiză a circuitelor integrate liniare și prezintă aspecte specifice legate de utilizarea lor în diferite circuite.

Lucrarea de față este rezultatul colaborării între cadre didactice aparținînd diferitelor centre universitare, titulari ai disciplinei de circuite integrate liniare de mai mulți ani de zile. Contribuția autorilor la elaborarea materialului este următoarea:

— dr. ing. Anca Manuela Manolescu — capitolele 1, 3 și anexele A, C;
— dr. ing. Anton Manolescu — capitolele 2, 4 și anexa B;
— dr. ing. Ioan Mihuț — capitolul 6;
— dr. ing. Tiberiu Mureșan — capitolul 7;
— dr. ing. Laurențiu Turic — capitolul 5 și anexa D.

CUPRINS

Prefața 3

Cap. 1. INTRODUCERE 9

Cap. 2. CLASIFICAREA ȘI STRUCTURA CIRCUITELOR INTEGRATE 12

2.1. **Definiție. Clasificare** 12
2.1.1. Amplificatoare integrate 12
2.1.2. Stabilizatoare de tensiune continuă 14
2.1.3. Circuite integrate amplificatoare specializate 15
2.1.4. Amplificatoare audio 15

2.2. **Structura circuitelor integrate liniare** 16

2.3. **Parametri și caracteristici** 17
2.3.1. Parametri 18
2.3.2. Caracteristicile amplificatoarelor 22

Cap. 3. ETAJE CONSTITUTIVE DE BAZĂ ALE CIRCUITELOR INTEGRATE LINIARE 27

3.1. **Introducere** 27

3.2. **Surse de curent și sarcini active** 27
3.2.1. Considerații generale 27
3.2.2. Oglinzi de curent 27
3.2.3. Surse standard de curent 29
3.2.4. Surse de curent ca sarcini active 32

3.3. **Etaje amplificatoare diferențiale** 34
3.3.1. Considerații generale 34
3.3.2. Caracteristica statică de transfer 35
3.3.3. Comportarea la semnal mic și joasă frecvență a amplificatoarelor diferențiale cu intrare diferențială și ieșire diferențială 38
3.3.4. Analiza comportării în frecvență a amplificatoarelor diferențiale 50
3.3.5. Etaje diferențiale cu intrare diferențială și ieșire asimetrică 55

3.4. **Etaje de deplasare a nivelului de curent continuu** 58

3.5. **Etaje de ieșire (etaje finale)** 61
3.5.1. Considerații generale 61
3.5.2. Etaje de ieșire clasă A 61

3.5.3. Etaje de ieşire contratimp clasă B 68
3.5.4. Etaje de ieşire contratimp clasă A—B 76

Bibliografie 87

Cap. 4. STRUCTURA INTERNĂ A AMPLIFICATOARELOR OPERAŢIONALE 88

4.1. **Consideraţii generale** 88

4.2. **Terminologie** 88

4.3. **Analiza amplificatoarelor operaţionale monolitice** 94
4.3.1. Descrierea calitativă a funcţionării amplificatorului operaţional μA741 95
4.3.2. Comportarea dinamică a amplificatoarelor operaţionale 97
4.4. **Amplificatoare operaţionale stabilizate prin chopper** 114

Bibliografie 117

Cap. 5. COMPORTAREA AMPLIFICATOARELOR OPERAŢIONALE ÎN CIRCUITE ELEMENTARE CU REACŢIE NEGATIVĂ 119

5.1. **Circuite de amplficare de bază. Expresii aproximative pentru amplificări** 119
5.1.1. Circuit de amplificare neinversor 119
5.1.2. Circuit de amplificare inversor 120
5.1.3. Circuite de amplificare diferenţiale 122
5.1.4. Precizia amplificării 123
5.2. **Circuite de amplificare de bază cu amplificatoare reale** 127
5.2.1. Circuit de amplificare neinversor 127
5.2.2. Circuit de amplificare inversor 131
5.2.3. Amplificatoare cu reacţie cu elemente cu trei terminale în bucla de reacţie 135
5.2.4. Expresie aproximativă pentru erorile de calcul 137
5.3. **Efectul tensiunii de intrare de decalaj (offset), a curenţilor de polarizare şi a curentului de intrare de decalaj (offset) asupra tensiunii de ieşire. Erori statice** 139
5.4. **Soluţii de circuit pentru compensarea generatoarelor de eroare de la intrare** 142
5.5. **Amplificarea şi rejecţia semnalelor de mod comun. Rejecţia tensiunilor de alimentare** 147
5.6. **Zgomote generate de amplificatoarele operaţionale** 153
5.7. **Stabilitatea amplificatoarelor cu reacţie** 158
Bibliografie 163

Cap. 6. ALTE CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE 165

6.1. **Amplificatorul de diferenţă de curenţi (Norton)** 165
6.1.1. Descrierea circuitului amplificatorului Norton 166
6.1.2. Polarizarea amplificatorului diferenţial de curent 174
6.1.3. Amplificatoare de curent alternativ cu ADC 174
6.1.4. Amplificatoare de curent continuu cu ADC 177
6.1.5. Alte aplicaţii selectate 179
6.1.6. Concluzii 180

6.2. **Comparatoare** 181
6.2.1. Particularităţile şi parametrii comparatoarelor 182

6.2.2. Comparatoare integrate uzuale 184
6.2.3. Cîteva aplicații tipice 190
6.3. **Multiplicatoare analogice** 192
6.3.1. Multiplicarea prin divizare de curent controlată prin tensiune 194
6.3.2. Multiplicarea prin divizare de curent controlată în curent 197
6.3.3. Erori în multiplicatoarele analogice 203
6.3.4. Ajustarea multiplicatoarelor analogice 204
6.3.5. Parametrii multiplicatoarelor 205
6.3.6. Multiplicatoare integrate 206
6.3.7. Aplicații ale multiplicatoarelor analogice 209

Bibliografie 211

Cap. 7. APLICAȚII ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE 212

7.1. **Amplificatorul sumator** 212
7.2. **Amplificatoare cu intrare diferențială** 213
7.3. **Integratoare cu amplificator operațional** 216
7.4. **Circuite de diferențiere cu amplificator operațional** 219
7.5. **Convertoare tensiune-curent** 221
7.6. **Convertoare curent-tensiune** 225
7.7. **Amplificatoare cu cuplaj RC** 225
7.7.1. Amplificatoare cu cuplaj RC realizate cu AO avînd intrare diferențială de tensiune 226
7.7.2. Amplificatoare cu cuplaj RC realizate cu AO avînd intrare diferențială de curent 228
7.8. **Surse de referință și stabilizatoare de tensiune cu amplificatoare operaționale** 231
7.9. **Redresoare de precizie cu amplificatoare operaționale** 233
7.10. **Detectoare de vîrf** 236
7.11. **Circuite de eșantionare și memorare** 237
7.12. **Amplificatoare logaritmice și exponențiale** 240

Bibliografie 244

Anexa A. CARACTERISTICI BODE 245

A.1. **Introducere** 245
A.2. **Aproximarea asimptotică a funcțiilor de transfer uzuale** 246
A.2.1. Factori independenți de frecvență 246
A.2.2. Zerouri și poli în origine 246
A.2.3. Factori liniari corespunzînd unor zerouri simple 247
A.2.4. Poli simpli 249
A.2.5. Zerouri sau poli de ordin superior 250
A.2.6. Zerouri și poli cuadratici 251

Anexa B. CIRCUITE ECHIVALENTE ALE DISPOZITIVELOR ACTIVE UTILIZATE ÎN CIRCUITE INTEGRATE LINIARE 254

B.1. **Circuitul echivalent de semnal mare al unui tranzistor bipolar** 254
B.2. **Circuitul echivalent de semnal mic al unui tranzistor bipolar** 256

B.3. Circuitul echivalent de semnal mare al unui tranzistor cu efect de cîmp cu joncțiune 259
B.4. Circuitul echivalent de semnal mic al unui tranzistor cu efect de cîmp cu joncțiune 260

Anexa C. METODE DE ANALIZĂ A COMPORTĂRII ÎN FRECVENȚĂ A CIRCUITELOR LINIARE CU MAI MULTE ETAJE LEGATE ÎN CASCADĂ 261
C.1. Relații aproximative între frecvențele limită ale unui circuit liniar și coeficienții termenilor de la numitorul funcției de transfer 261
C.2. Determinarea rapoartelor a_1/a_0 și a_{n-1}/a prin analiza rețelei .. 264
C.3. Răspunsul în domeniul frecvențelor înalte a unui amplificator format prin legarea în cascadă a mai multor etaje cu tranzistoare bipolare în conexiunea cu emitorul comun 266
C.4. Calculul frecvenței limită superioare și determinarea aproximativă a caracteristicilor de frecvență prin unilateralizarea dispozitivelor active 269
C.5. Circuit echivalent simplificat în π pentru un tranzistor bipolar cu rezistență în emitor 271

Anexa D. METODE DE COMPENSARE A RĂSPUNSULUI ÎN FRECVENȚĂ 273
D.1. Rețele de compensare 273
D.2. Compensarea cu întîziere de fază 275
D.3. Compensarea cu avans de fază 278
D.4. Compensarea cu întîrziere-avans de fază 282
D.4.1. Compensarea cu rețele cu întîrziere-avans de fază 282
D.4.2. Compensarea Miller 286
D.5. Compensarea tip „cuplaj-înainte" 289
D.6. Cauze care pot provoca instabilitatea amplificatoarelor operaționale 290

Capitolul 1

INTRODUCERE

Marea varietate a circuitelor electronice existente în prezent poate fi împărțită în două mari categorii: circuite digitale și circuite analogice.

Circuitele digitale, numerice, sau logice sînt acele *circuite care prelucrează semnale binare,* adică semnale care pot avea numai două valori, fiecare valoare corespunzînd unui număr binar, 0 sau 1. Ele *realizează funcții logice* sau *de memorare* și utilizează dispozitive electronice care lucrează numai în două stări, obișnuit în *blocare* și în *conducție.*

Circuitele analogice sînt *circuitele la care semnalul de ieșire variază continuu* în timp, *urmărind după o anumită lege variația semnalului de intrare.*

Aceste circuite prelucrează sau generează semnale *continue* în amplitudine, polaritate sau frecvență pentru realizarea unor funcții analogice ca: generare, amplificare, modulare, demodulare, redresare, schimbare de frecvență, multiplicare, demultiplicare etc.

După natura funcției de transfer, adică a relației matematice dintre mărimea de intrare și cea de ieșire, circuitele analogice se împart la rîndul lor în *circuite liniare* și *circuite neliniare.*

Conform standardului IEEE, *liniaritatea* este „o proprietate care corespunde unui raport constant între variația incrementală a cauzei și variația incrementală a efectului"; deci „un *sistem liniar* este un sistem la care dacă y_1 este răspunsul la excitația x_1 și y_2 răspunsul la excitația x_2, atunci $y_1 + y_2$ este răspunsul la $x_1 + x_2$ și ky_1 este răspunsul la kx_1".

Circuitele liniare se bazează deci pe existența unor *relații liniare între mărimile de intrare și cele de ieșire.* Dar, după cum se știe, dispozitivele electronice sînt în general neliniare. Ele pot fi considerate însă suficient de liniare în domenii de funcționare limitate. Deci, pentru o comportare liniară a circuitelor în raport cu semnalul trebuie impuse anumite restricții care să asigure funcționarea dispozitivelor în regiuni liniare ale caracteristicilor.

Din cauza dificultăților legate de găsirea sau proiectarea unor dispozitive suficient de liniare pentru a îndeplini anumite funcții, cuvîntul *neliniar* a avut multă vreme o nuanță peiorativă. Dar dispozitivele și circuitele pot fi astfel proiectate încît să fie caracterizate prin relații neliniare, bine definite, controlabile, stabile și ca urmare utilizabile. Exemple de asemenea relații includ multiplicarea, ridicarea la pătrat, logaritmarea și antilogaritmarea. Dispozitivele neliniare cu caracteristici îmbunătățite au început să se producă în ultimul timp pe scară largă, simultan cu reducerea prețurilor, în special sub formă integrată, ceea ce face ca circuitele analogice integrate neliniare să cunoască o răspîndire din ce în ce mai mare în electronica modernă.

Există o mare varietate de circuite integrate analogice de complexitate mai mare sau mai mică. Dintre **circuitele integrate liniare,** cele mai răspîndite în prezent sînt *amplificatoarele electronice, stabilizatoarele electronice, circuitele*

integrate destinate prelucrării complexe a semnalului, circuitele de tip PLL etc. A doua mare categorie a circuitelor integrate analogice, corespunzînd **circuitelor neliniare,** este *reprezentată de multiplicatoarele electronice, circuitele de divizare, circuitele de ridicare la pătrat, circuitele de logaritmare și antilogaritmare, circuitele destinate calculului valorii medii pătratice, circuitele pentru calculul funcțiilor trigonometrice, hiperbolice, a inverselor* lor etc.

Din punct de vedere tehnologic circuitele integrate analogice pot fi realizate sub *formă monolitică* sau sub *formă hibridă.* Circuitele integrate monolitice se obțin *integral* pe aceeași plăcuță („chip") de material semiconductor fie prin tehnologia bipolară, fie prin tehnologie MOS (metal-oxid semiconductor).

Tehnologia bipolară se bazează pe utilizarea tranzistoarelor bipolare realizate pe baza procesului planar, inventat în 1959 și aplicat inițial pentru obținerea tranzistoarelor discrete.

Tehnologia MOS este mai puțin utilizată pentru obținerea circuitelor integrate analogice. Într-adevăr, circuitele integrate analogice nu se realizează pe scară largă, în producție de serie, prin tehnologie MOS din cauza dezavantajului pantei g_m mici care se obține la tranzistoarele unipolare MOS, comparativ cu panta tranzistoarelor bipolare. Situația este destul de diferită în domeniul circuitelor integrate logice: în acest caz producția este împărțită aproximativ egal între circuitele bipolare și unipolare, panta nemaifiind un parametru critic.

În prezent s-au dezvoltat *circuitele integrate analogice de tip BiFet;* acestea utilizează tranzistoare bipolare și tranzistoare cu efect de cîmp cu joncțiune, posibil de realizat sub formă integrată în cadrul aceluiași proces tehnologic, odată cu aplicarea metodei de dopare prin implantare ionică în locul procedeelor clasice de difuzie. În acest fel circuitele integrate analogice BiFet beneficiază atît de avantajele tranzistoarelor bipolare, cît și de cele ale tranzistoarelor unipolare, oferind astfel performanțe superioare.

Circuitele integrate monolitice, indiferent de tehnologia concretă utilizată pentru obținerea lor, se bazează pe *realizarea cu precădere a elementelor active de circuit,* deci a tranzistoarelor; elementele pasive de circuit folosesc proprietățile intrinseci sau de joncțiune ale semiconductorului și sînt în general neperformante. Avînd în vedere faptul că tehnologia optimizează performanțele elementelor active, schemele circuitelor integrate monolitice trebuie astfel concepute încît să conțină un număr mare de tranzistoare și un număr cît mai mic de elemente pasive.

Circuitele integrate hibride sînt *circuite la care rezistoarele, conductoarele și eventual capacitoarele se realizează fie prin tehnologia straturilor groase* (TSG), *fie prin tehnologia straturilor subțiri* (TSS), *iar dispozitivele active și alte elemente neintegrabile* (anumite condensatoare, inductoare de valori mari etc.) *se atașează sub formă discretă,* printr-un proces tehnologic separat.

Straturile groase sînt materiale conductoare, dielectrice sau rezistive, cu grosimi mai mari de 5 μm, care se obțin prin arderea controlată a unor paste depuse pe un substrat ceramic în configurația dorită. Depunerea se face prin intermediul unor site fine: pentru obținerea configurației dorite ochiurile sitei sînt astupate cu emulsie printr-un procedeu fotografic în regiunile în care pastele nu trebuie să se depună pe substrat. Tehnologia straturilor groase permite obținerea componentelor pasive și a interconexiunilor; celelalte componente se atașează sub formă discretă.

Circuitele integrate hibride cu straturi subțiri au elementele pasive de circuit-conductoare, rezistoare și eventual capacitoare-realizate prin faze succesive de depuneri în vid, urmate de fotogravură a unor pelicule de mate-

riale conductoare, rezistive sau izolante pe substrate ceramice sau de sticlă. Ca și în cazul circuitelor integrate cu straturi groase, elementele active de circuit, ca și alte componente neintegrabile se atașează din exterior printr-o metodă adecvată: termocompresiune, lipire ultrasonică etc.

Comparativ cu circuitele integrate monolitice, circuitele integrate hibride sînt ceva mai mari ca dimensiuni, însă *potențial superioare ca performanțe* (puteri, frecvențe de lucru, abateri de la valorile nominale ale elementelor). Aceasta se datorează fâptului că circuitele integrate hibride reunesc disponibilitățile mai multor tehnologii: tehnologia monolitică, tehnologia straturilor groase, tehnologia straturilor subțiri. Astfel, în tehnică hibridă, se pot combina fără restricții de compatibilitate tranzistoare bipolare *pnp* și *npn*, tranzistoare unipolare MOS etc. Valoarea nominală a rezistoarelor se poate controla precis, mergînd pînă la ajustarea funcțională. De asemenea, valoarea rezistoarelor nu cunoaște limitările atît de restrictive existente la tehnologia monolitică. Prin folosirea componentelor speciale de microunde (diode, tranzistoare etc.) se pot depăși barierele de frecvență ale circuitelor integrate monolitice pe bază de siliciu ajungîndu-se la frecvențe de lucru de ordinul gigaherților.

În ceea ce privește factorul de cost, a existat într-un timp tendința de a se considera că pentru funcțiuni care se pot realiza fie hibrid fie monolitic variantele hibride sînt mai avantajoase la serii mici de producție. O asemenea concepție nu mai este întru totul valabilă astăzi, cel puțin în ceea ce privește circuitele integrate hibride cu straturi subțiri, deoarece s-a dovedit că circuitele integrate monolitice se pot face economic chiar la serii destul de mici. Aceasta deoarece prețurile circuitelor integrate monolitice au scăzut considerabil în ultimii ani, datorită progresului realizat de tehnologia monolitică, în timp ce prețurile circuitelor integrate hibride nu au scăzut în aceeași măsură. De aceea este bine **să se rețină** că *motivarea tehnicii hibride constă în performanțele electrice superioare* pe care le realizează *și nu neapărat în preț.*

Comparînd acum tehnologia straturilor subțiri cu tehnologia straturilor groase rezultă că tehnologia straturilor groase este mult mai „grosieră" decît cea a straturilor subțiri: aceasta se datorează faptului că în tehnologia straturilor subțiri desenul (lay-out-ul) circuitului se definește optic, prin fotogravură, și nu serigrafic, adică prin intermediul sitelor, ca în cazul tehnologiei straturilor groase. În schimb, în acest caz, se poate afirma cu toată certitudinea că *tehnologia straturilor groase este avantajoasă din punctul de vedere al prețului.* La aceasta se adaugă faptul că *simplitatea procesului tehnologic* necesar a fi parcurs pentru obținerea circuitelor hibride cu straturi groase implică posibilitatea de utilizare a unei mîini de lucru mult mai puțin calificate decît cea necesară pentru producerea circuitelor integrate monolitice. Acestea sînt motivele care au determinat pătrunderea cu precădere a circuitelor integrate cu straturi groase în electronica de larg consum, fără a fi exclusă însă și din anumite domenii ale electronicii profesionale.

Capitolul 2

CLASIFICAREA ȘI STRUCTURA CIRCUITELOR INTEGRATE

2.1. DEFINIȚIE. CLASIFICARE

Într-o definiție foarte largă, **circuitele integrate liniare** sînt *circuite destinate prelucrării liniare și măririi nivelului de putere a unor semnale electrice,* prin controlarea puterii debitate în sarcină de o sursă de alimentare, utilizînd în acest scop dispozitive active de circuit (fig. 2.1). Dispozitivele active au

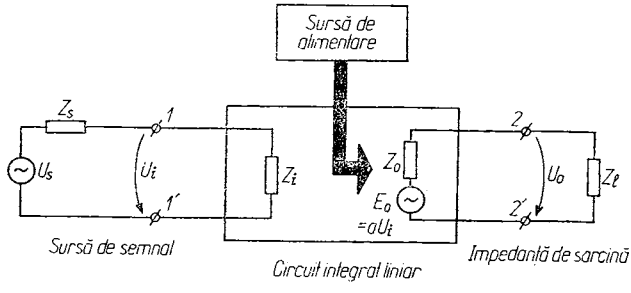


Fig. 2.1. Simbolul unui circuit integrat liniar-notațiile sînt făcute în conformitate cu normele comisiei internaționale de electrotehnică.

tocmai rolul de a *transforma* puterea provenită de la sursa de alimentare în putere de semnal.

Circuitele integrate liniare cunosc o asemenea diversificare și o dezvoltare atît de dinamică, încît prezentarea lor în totalitate este practic imposibilă. De aceea, în continuare, se vor indica numai tipurile principale și caracteristicile lor comune.

2.1.1. AMPLIFICATOARE INTEGRATE

Cele mai răspîndite circuite integrate liniare sînt *amplificatoarele,* realizîndu-se într-o mare diversitate de tipuri. Amplificatoarelor electronice se caracterizează prin proporționalitatea între mărimea de ieșire (tensiune sau curent) și mărimea de intrare (de asemenea tensiune sau curent). Există numeroase criterii de clasificare a amplificatoarelor electronice.

● O posibilitate ar fi **clasificarea după natura factorului de transfer,** adică a raportului dintre mărimea de ieșire și mărimea de intrare.

Astfel dacă ambele mărimi, cea de ieșire și cea de intrare sînt tensiuni, factorul de transfer este amplificarea în tensiune, iar amplificatoarele respective sînt denumite *amplificatoare de tensiune;* ele se caracterizează prin impedanțe de intrare mari și impedanțe de ieșire mici. Cele mai răspîndite amplificatoare de tensiune integrate sînt amplificatoarele operaționale.

Amplificatoarele operaționale *sînt amplificatoare cu cîștig mare în tensiune, folosite de obicei în configurații cu reacție.* Denumirea de „operațional"

provine de la faptul că inițial s-au folosit pentru realizarea analogică a unor operații matematice ca adunarea, scăderea, integrarea, derivarea, logaritmarea etc.

În mod uzual, un amplificator operațional are o intrare diferențială, adică două borne „calde" de intrare, și o singură ieșire (fig. 2.2). Borna de intrare notată cu (—) poartă denumirea de *bornă de intrare inversoare*, întrucît tensiunea de ieșire este în antifază cu tensiunea de intrare aplicată pe această bornă, dacă nu există semnal pe cealaltă intrare; intrarea notată cu (+) se numește *neinversoare*, tensiunea de ieșire fiind în fază cu cea aplicată pe această intrare.

În mod uzual, un amplificator operațional se alimentează de la două surse de alimentare, una pozitivă și cealaltă negativă în raport cu masa sursei de semnal; aceste tensiuni de alimentare nu se reprezintă în schemele bloc.

Ținînd seama de notațiile din figura 2.2 rezultă:

$$U_0 = a(U_{i2} - U_{i1}), \tag{2.1}$$

unde a este amplificarea amplificatorului în tensiune. Deci, *un amplificator operațional* **amplifică** *numai* **diferența** *tensiunilor aplicate pe cele două intrări.* Dintre amplificatoarele operaționale cele mai răspîndite la Întreprinderea de piese radio și semiconductoare Băneasa se produc: βA 741, βA 324, βM 301A, TCA 520, LM 381.

Dacă mărimea de ieșire din amplificator este un curent, iar cea de intrare o tensiune, parametrul de transfer caracteristic este o transconductanță iar amplificatorul respectiv poartă denumirea de **amplificator de transconductanță.** Este evident că aceste amplificatoare se caracterizează prin *impedanțe de intrare mari și impedanțe de ieșire mari.* În figura 2.3 se indică simbolul folosit pentru amplificatoarele de transconductanță.

În mod asemănător se pot defini și **amplificatoarele de curent** sau **Norton**; în acest caz, mărimile de intrare și de ieșire fiind curenți, aceste amplificatoare se caracterizează prin *impedanțe de intrare mici și impedanțe de ieșire mari.*

Dacă amplificatoarele sînt destinate debitării unei anumite puteri în sarcină, atunci parametrul de transfer caracteristic este *amplificarea* sau *cîștigul în putere,* iar amplificatoarele respective poartă denumirea de **amplificatoare de putere.**

● Amplificatoarele electronice integrate pot fi *clasificate* și **după banda frecvențelor** lor de lucru. Astfel, **amplificatoarele de curent continuu** au o bandă de frecvență cuprinsă între zero și cîțiva kiloherți și sînt destinate amplificării semnalelor lent variabile în timp. Ele pot fi realizate fie folosind cuplajul direct între etaje, ca în cazul amplificatoarelor operaționale, fie pe baza

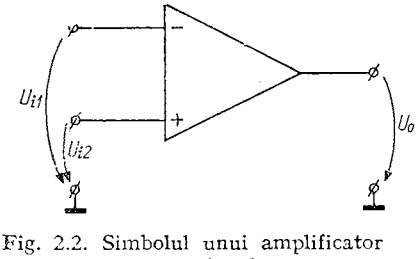


Fig. 2.2. Simbolul unui amplificator operațional.

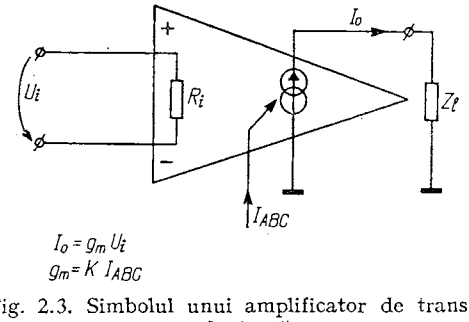


Fig. 2.3. Simbolul unui amplificator de transconductanță.

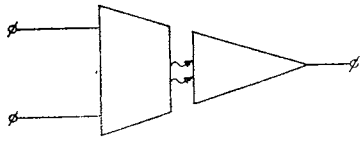


Fig. 2.4. Simbolul unui amplificator cu cuplaj optic.

principiului modulării — demodulării, cum sînt așa-numitele amplificatoare cu „chopper"; această ultimă soluție asigură o insensibilitate sporită la variațiile de temperatură, variațiile surselor de alimentare, precum și la procesele de îmbătrînire.

Amplificatoarele de audiofrecvență lucrează, după cum arată și denumirea lor, în domeniul frecvențelor audio, deci aproximativ între 20 Hz și 20 kHz.

Amplificatoarele de impulsuri sau de bandă largă au o bandă de frecvență cuprinsă între zero și cîteva zeci de megaherți; de exemplu circuitul integrat μA 715 lucrează pînă la 65 MHz.

Amplificatoarele de radiofrecvență sînt amplificatoare de bandă îngustă, lucrînd în domeniul frecvențelor radio; astfel amplificatorul integrat μA 703 poate amplifica frecvențe pînă la 150 MHz.

● O altă **clasificare** a amplificatoarelor electronice se poate face și **după natura cuplajului** dintre etaje. Pe lîngă *cuplajele clasice prin condensator, prin transformator* sau *direct*, în ultima vreme se folosește *cuplajul optic*. În figura 2.4 se indică simbolul unui amplificator integrat prevăzut cu cuplaj optic. După cum se observă, un asemenea amplificator este alcătuit din două părți; prima parte se termină cu un emițător optic, iar partea a doua are ca element de intrare un receptor optic. În acest fel, legătura galvanică dintre cele două părți ale amplificatorului este întreruptă, cuplajul realizîndu-se optic.

2.1.2. STABILIZATOARELE DE TENSIUNE CONTINUĂ

Stabilizatoarele de tensiune continuă sînt, alături de amplificatoare, cele mai răspîndite tipuri de circuite integrate liniare. Se caracterizează prin aceea că *mențin tensiunea aplicată unui consumator de energie constantă în raport cu variațiile sursei de alimentare, rezistenței de sarcină, temperaturii*. Ele se intercalează între sursa de alimentare și consumator, asigurînd un nivel de tensiune constant la bornele sarcinii. Există și în acest caz o mare diversitate de tipuri. Cele mai obișnuite conțin în principiu o referință de tensiune U_{ref}, un amplificator de eroare A și un etaj de ieșire furnizînd la ieșire o tensiune U_0 proporțională cu tensiunea de referință, (fig. 2.5), deci:

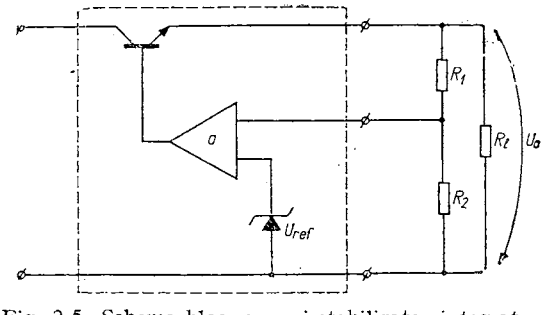


Fig. 2.5. Schema bloc a unui stabilizator integrat disipativ.

$$U_0 = KU_{ref}. \tag{2.2}$$

La IPRS Băneasa se produce stabilizatorul de uz general βA 723.

2.1.3. CIRCUITE INTEGRATE AMPLIFICATOARE SPECIALIZATE

Circuitele integrate amplificatoare specializate sînt foarte utilizate în aplicații de larg consum. Există o mare diversitate de asemenea circuite, diferind de la producător la producător.

Astfel, în calea de sunet a televizoarelor, se folosesc **circuite integrate amplificatoare-limitatoare** și **demodulatoare MF**. Dintre acestea IPRS-Băneasa fabrică tipurile TAA 661 și TBA 120 U, în a căror componență intră următoarele blocuri principale: sursa stabilizată, amplificatorul limitator, demodulatorul și etajul de ieșire.

Tot în televizoare se folosesc **circuite integrate complexe** destinate **pentru amplificarea, demodularea și preamplificarea video a semnalului de frecvență intermediară.** La IPRS Băneasa se realizează circuitul TDA 440, utilizabil atît pentru televizoare alb-negru, cît și color.

Pentru realizarea baleiajului pe verticală se pot folosi de asemenea **circuite integrate** *care încorporează toate funcțiile necesare* **atacului bobinelor de deflexie.** Circuitul integrat TDA 1170, realizat la IPRS Băneasa, se poate folosi atît în receptoarele TV alb-negru, cît și color.

Tot în categoria circuitelor integrate specializate pot fi incluse și **circuitele PLL**, denumirea provenind de la inițialele englezești Phase Locked Loop, ceea ce în românește înseamnă „buclă cu calare de fază"; se mai numesc și circuite cu „reacție negativă de fază". Aceste circuite lucrează ca un sistem automat de control al fazei unui oscilator. Ele se utilizează de obicei în aplicații legate de sistemele de comunicații. La IPRS-Băneasa se realizează circuitul PLL tip βE 565 precum și circuitul PLL de uz general, de înaltă frecvență βE 561.

2.1.4. AMPLIFICATOARE AUDIO

Cerințele impuse unui amplificator audio sînt de a debita o anumită putere într-o rezistență de sarcină (difuzor) de la o sursă de semnal specificată, în limitele unor deformații admisibile, evident în domeniul frecvențelor audio. Ca urmare, un **amplificator audio** este *un lanț de etaje amplificatoare necesare pentru a aduce semnalul la nivelul de putere impus.*

Există o mare varietate de amplificatoare audio, întrucît majoritatea producătorilor de circuite liniare nu au putut rezista tentației de a fabrica acest tip de circuite. Cele mai simple conțin cîteva tranzistoare și rezistențe iar ultimele, avînd performanțe electrice cu totul deosebite, pot furniza puteri de cîțiva zeci de wați în sarcină. Cele mai multe se plasează în domeniul unor puteri de ieșire de 1—4 W, avînd performanțe medii. Dintre acestea fac parte și amplificatoarele audio produse de IPRS-Băneasa tip TBA 790 și TCA 150. Ele conțin următoarele **etaje principale:**

— *etajul de intrare,* care asigură o impedanță de intrare ridicată și o amplificare în tensiune de cîteva zeci;

— *etajul pilot* sau *prefinal,* care aduce semnalul de nivelul necesar etajului final, realizînd în principal amplificarea în tensiune;

— *circuitul de polarizare* al tranzistoarelor finale în clasa de funcționare AB;

— *etajul final,* echipat cu doi dubleți, necesar obținerii unei amplificări în curent mare;

— *generatorul de curent de referință,* care asigură autocentrarea tensiunii de ieșire de repaus la jumătate din valoarea tensiunii de alimentare.

Amplificatorul TCA 150 are în plus un *circuit de protecție termică*, care limitează puterea disipată de etajul final și implicit temperatura chipului în cazul unei suprasarcini.

Gama circuitelor integrate destinate frecvențelor audio este însă mult mai largă: ea cuprinde o serie întreagă de preamplificatoare prevăzute cu diferite corecții de bandă, specializate pentru redare sau imprimare etc.

La circuitele integrate liniare de uz general, trecute sumar în revistă anterior, se adaugă o serie întreagă de circuite specializate pentru radiocomunicații, receptoare TV, aplicații industriale etc.

2.2. STRUCTURA CIRCUITELOR INTEGRATE LINIARE

După cum s-a arătat mai înainte, există o gamă extrem de largă de circuite integrate liniare, în cadrul fiecărui tip fiind un mare număr de variante. Din acest motiv nici nu se pune problema găsirii unui tipar valabil pentru toate aceste circuite.

În continuare se va folosi pentru exemplificare *schema* **amplificatorului operațional monolitic ROB 740** prezentat în figura 2.6. După cum se observă, schema acestui amplificator operațional, ca și a majorității circuitelor integrate liniare, are un mare număr de componente: cîteva zeci de tranzistoare, mai puține rezistențe, și eventual unul sau cîteva capacitoare aparținînd circuitului de compensare. Complexitatea ridicată a circuitului implică pentru înțelegerea funcționării și ulterior a analizei sale, împărțirea schemei pe etaje. Aceasta cu atît mai mult cu cît, după cum se va arăta, circuitele integrate liniare, indiferent de familia din care fac parte, conțin o serie de etaje specifice, avînd structuri mai mult sau mai puțin identice.

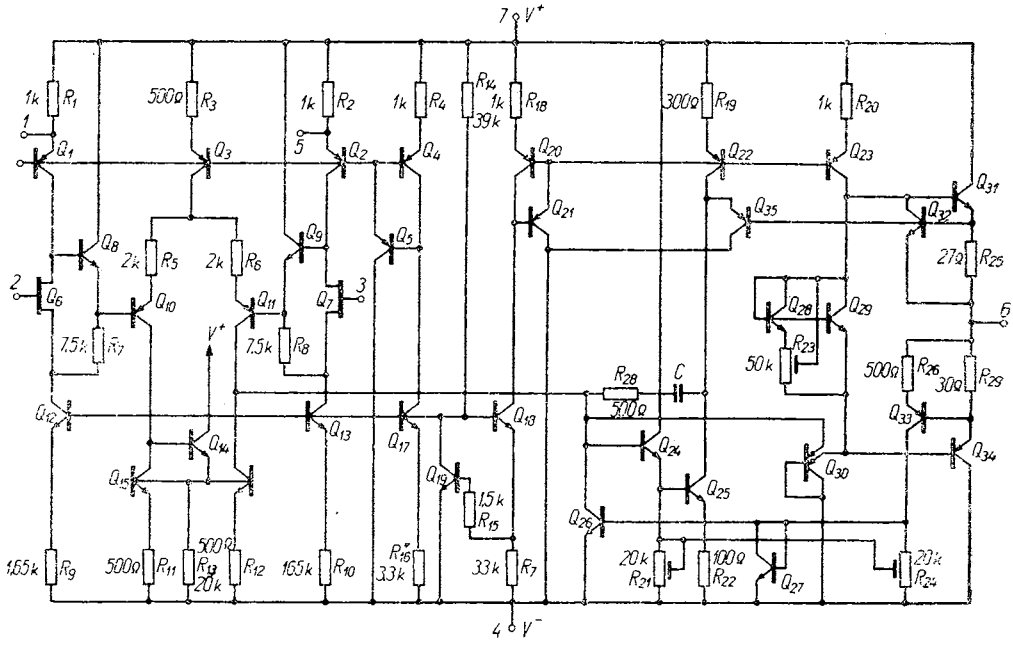


Fig. 2.6. Schema electrică a amplificatorului operațional ROB 740.

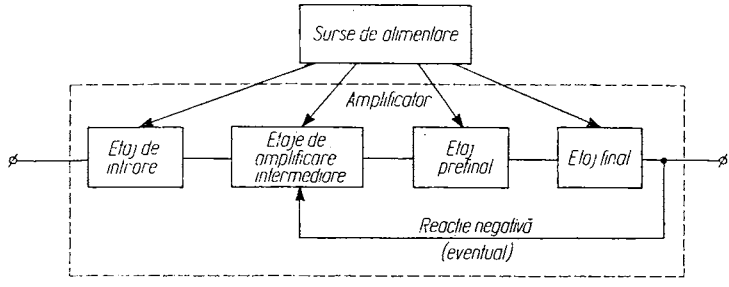


Fig. 2.7. Structura tipică a unui amplificator integrat.

Amplificatorul considerat drept exemplu este destinat amplificării semnalelor de ordinul milivolților pînă la nivelul volților; este deci normal ca el să conțină mai multe trepte sau etaje de amplificare legate în cascadă. Structura tipică a unui asmenea amplificator este prezentată în figura 2.7.

Primul etaj al lanțului de amplificare, numit **etaj de intrare,** *realizează* una sau mai multe dintre următoarele funcții de circuit: *impedanță mare de intrare, simetrizarea celor două intrări, o amplificare în tensiune moderată și eventual o limitare a semnalului de intrare.*

Amplificarea substanțială în tensiune este realizată de **etajele** ulterioare de **amplificare intermediară.**

Etajul de intrare împreună cu etajele de amplificare intermediare sînt *etaje de semnal mic,* caracterizîndu-se prin amplitudini mici ale tensiunilor și curenților comparativ cu valorile lor de curent continuu. Din acest motiv, la analiza funcționării dinamice a acestor etaje se poate admite o *comportare liniară a dispozitivelor active în jurul punctului lor static de funcționare* și în consecință se pot folosi pentru dispozitivele active circuitele lor echivalente de semnal mic.

Etajul prefinal și **etajul final** care urmează, sînt ambele *etaje de semnal mare;* de data aceasta amplitudinile curenților și tensiunilor sînt comparabile cu valorile de curent continuu. De aceea la analiza acestor etaje trebuie acceptată *ideea neliniarității.* În consecință, în cazul efectuării unor calcule manuale se folosesc metode grafo-analitice, iar în cazul analizei asistate de calculator se recurge la ecuațiile neliniare care descriu funcționarea dispozitivelor active.

Etajele prefinal și final sînt destinate *obținerii puterii de ieșire necesare în sarcină,* cu consum cît mai mic de la sursele de alimentare, randamente mari și distorsiuni cît mai mici. În plus, etajul prefinal poare realiza și o translație a nivelului de curent continuu pentru a permite obținerea unui nivel de ieșire de 0 V în condițiile cuplării directe a etajelor și a alimentării de la două surse complementare. Etajul final asigură și nivelul dorit al impedanței de ieșire.

2.3. PARAMETRI ȘI CARACTERISTICI

Specificarea performanțelor circuitelor se face cu ajutorul parametrilor și caracteristicilor.

Parametrii reprezintă într-o definiție foarte generală *mărimi exprimate sub formă numerică,* pe cînd **caracteristicile** reprezintă *mărimi exprimate sub formă grafică.*

Este evident că fiecare familie de circuite liniare (amplificatoare, stabilizatoare de tensiune etc.) are parametri și caracteristici specifici.

Pentru exemplificare, se vor prezenta în continuare parametrii și caracteristicile generale ale amplificatoarelor electronice, definite pentru regimul dinamic de funcționare.

2.3.1. PARAMETRI

Parametrii amplificatoarelor electronice se referă la mărimile de intrare, de ieșire și la relațiile dintre ele. Ei se definesc pentru semnale sinusoidale de frecvență fixă.

● Dintre PARAMETRII DE IEȘIRE cel mai important, în special în cazul amplificatoarelor de putere, este puterea de ieșire nominală.

Puterea de ieșire nominală este *puterea de ieșire maximă pe care o poate dezvolta amplificatorul în impedanța de sarcină nominală* ($Z_{l\,nom}$) *în limitele unor deformații admisibile și în condiții normale de funcționare.* Într-adevăr, deoarece amplificatoarele electronice au în structura lor elemente neliniare, semnalul de ieșire nu reprezintă foarte fidel semnalul de intrare, ci este deformat într-o oarecare măsură. Gradul de deformare al semnalului de ieșire comparativ cu cel de intrare se apreciază prin *factorul de distorsiuni.* Se numește factor de distorsiuni rădăcina pătrată a raportului dintre puterea debitată în armonici și puterea în fundamentală, deci

$$\delta = \sqrt{\frac{P_{arm}}{P_1}} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1}. \qquad (2.3)$$

După cum se observă din figura 2.8, *factorul de distorsiuni depinde de nivelul puterii de ieșire*; pentru un semnal de ieșire mic, distorsiunile sînt mici și ușor crescătoare; după ce puterea utilă depășește o anumită valoare factorul de distorsiuni crește foarte mult, ca urmare a intrării unuia dintre dispozitivele active într-un domeniu de funcționare puternic neliniar—saturație sau blocare. Valoarea admisibilă pentru factorul de distorsiuni poate fi mai mare sau mai mică, în funcție de utilizarea amplificatorului. Astfel, amplificatoarele audio admit distorsiuni în jur de 5—7%, în timp ce amplificatoarele audio de înaltă fidelitate acceptă distorsiuni sub 1%; amplificatoarele utilizate în procese de automatizare pot avea distorsiuni pînă la 20%, dar amplificatoarele din aparatura electronică de măsurare trebuie să aibă distorsiuni foarte mici, sub 1%. În funcție de factorul de distorsiuni admis se poate defini *puterea de ieșire nominală* ($P_{0\,nom}$).

Tensiunea de ieșire care corespunde obținerii puterii de ieșire nominale, în impedanța de sarcină nominală, poartă denumirea de **tensiune de ieșire nominală,** $U_{0\,nom}$. Similar se definește și **curentul de ieșire nominal,** $I_{0\,nom}$.

Un alt parametru de ieșire este **impedanța de ieșire,** reprezentînd *impedanța generatorului de tensiune echivalent amplificatorului „văzut" dinspre ieșire.* După cum se arată în figura 2.9, impedanța de ieșire se măsoară prin pasi-

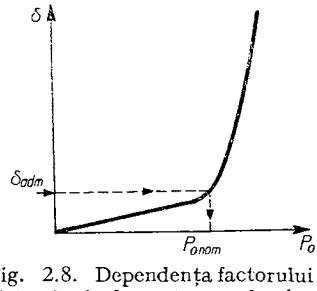


Fig. 2.8. Dependența factorului de distorsiuni de puterea de ieșire; definirea puterii de ieșire nominale.

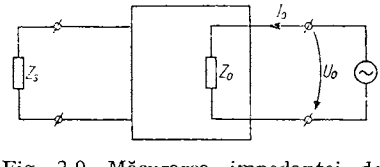
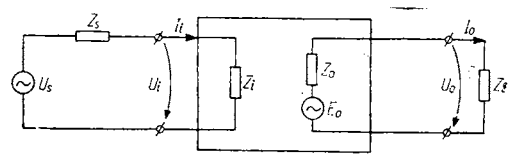


Fig. 2.9. Măsurarea impedanței de ieșire a unui amplificator electronic.

Fig. 2.10. Definirea impedanței de intrare într-un amplificator electronic.



varea intrării, deci cu intrarea închisă pe impedanța echivalentă a sursei de semnal. Aplicînd apoi la bornele de ieșire un generator de semnal exterior și raportînd tensiunea acestuia la curentul debitat rezultă valoarea impedanței de ieșire:

$$Z_0 = \frac{U_0}{I_0}. \tag{2.4}$$

● Al doilea grup de parametri importanți ai unui amplificator electronic se referă la INTRARE. Astfel, semnalul de intrare necesar pentru a obține semnalul de ieșire nominal poate fi caracterizat prin: **puterea de intrare nominală, tensiunea de intrare nominală** și **curentul de intrare nominal.**

Impedanța de intrare este un alt parametru caracteristic circuitului de intrare, reprezentînd *raportul dintre tensiunea existentă între bornele de intrare ale amplificatorului și curentul debitat de sursa de semnal* (fig. 2.10):

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i}. \tag{2.5}$$

● Cel de-al treilea grup de parametri sînt PARAMETRII DE TRANSFER; ei se referă la relațiile dintre mărimile de intrare și de ieșire. Acești parametri sînt:

— **amplificarea în tensiune,** definită ca raportul dintre tensiunea de ieșire U_0, și tensiunea de intrare U_i;

$$a_u = A_u = \frac{U_0}{U_i}; \tag{2.6}$$

— **amplificarea în curent,** reprezentînd raportul între curentul de ieșire I_0 și curentul de intrare I_i;

$$a_i = A_i = \frac{I_0}{I_i}; \tag{2.7}$$

— **amplificarea sau cîștigul de putere,** definită ca raportul dintre puterea de ieșire P_0 și puterea de intrare P_i;

$$G = A_p = \frac{P_0}{P_i}; \tag{2.8}$$

— **admitanța de transfer;**

$$a_y = A_y = \frac{I_0}{U_i}; \tag{2.9}$$

— **impedanța de transfer;**

$$a_z = A_z = \frac{U_0}{I_i}. \tag{2.10}$$

Între parametrii de legătură există o serie de relații. Astfel, pornind de la expresiile:

$$P_0 = U_0 I_0$$

$$P_i = U_i I_i$$

și ținînd seama de definițiile anterioare rezultă:

$$A_p = A_u A_i. \tag{2.11}$$

De asemenea, deoarece

$$U_0 = I_0 Z_l$$

$$U_i = I_i Z_i,$$

se pot exprima amplificarea în tensiune și amplificarea în putere în funcție de amplificarea în curent astfel:

$$A_u = A_i \frac{Z_l}{Z_i} \tag{2.12}$$

$$A_p = A_i^2 \frac{Z_l}{Z_i}. \tag{2.13}$$

Parametrii de transfer astfel definiți *arată performanțele amplificatorului în anumite condiții de lucru; ei nu precizează însă în ce măsură amplificatorul folosește la maxim sursa de semnal și dă maximum posibil în sarcină.* Într-adevăr, dacă de exemplu (fig. 2.10), impedanța Z_i e mult mai mică decît Z_s tensiunea de intrare U_i, este o mică fracțiune din U_s, iar o parte din amplificarea A_u se pierde prin această cuplare defectuoasă la intrare.

Din acest motiv este necesară *definirea parametrilor de transfer disponibili.*

Astfel, **amplificarea în tensiune disponibilă** este raportul—tensiunea de ieșire U_0 și tensiunea de mers în gol a sursei de semnal U_s (fig. 2.10);

$$A_{u\,av} = \frac{U_0}{U_s} = \frac{Z_i}{Z_i + Z_s} A_u. \tag{2.14}$$

Se observă că pentru valori foarte mari ale impedanței de intrare Z_i, $A_{uav} = A_u$.

Similar se definește și **amplificarea în curent disponibilă** ca fiind raportul dintre curentul de ieșire și curentul de scurtcircuit al sursei de semnal (fig. 2.11),

$$A_{i\,av} = \frac{I_0}{I_s} = \frac{Z_s}{Z_s + Z_i} A_i. \tag{2.15}$$

Dacă impedanța de intrare în amplificator este foarte mică comparativ cu impedanța sursei de semnal, atunci $A_{i\,av} = A_i$.

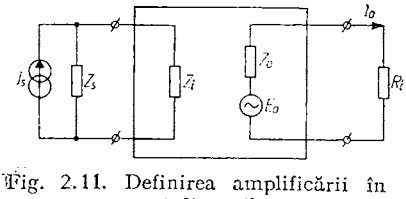


Fig. 2.11. Definirea amplificării în curent disponibil.

Amplificarea în putere poate fi exprimată fie sub forma unui raport numeric, fie în *decibeli:*

$$A_p|_{dB} = 10 \log_{10} A_p|_{numeric}. \tag{2.16}$$

Dacă amplificările în putere ale etajului unui amplificator multietaj se exprimă în dB,

atunci amplificarea totală în putere se obține prin însumarea amplificărilor individuale.

$$A_P|_{dB} = A_1|_{dB} + A_2|_{dB} + \ldots + A_n|_{dB} = \\ = 10 \log_{10} \frac{\text{puterea de ieșire a etajului final}}{\text{puterea de intrare în primul etaj}}. \quad (2.17)$$

Amplificările în tensiune sau în curent pot fi de asemenea exprimate în dB; pentru aceasta, în majoritatea cărților se precizează necesitatea ca tensiunile și curenții atît de intrare cît și de ieșire să se refere la același nivel de impedanțe adică $Z_i = Z_l$. În practică însă această constrîngere nu se respectă, astfel încît amplificările în tensiune sau în curent, exprimate în dB, se definesc în general astfel:

$$A_u|_{dB} = 20 \log_{10} A_u|_{numeric} \quad (2.18)$$

$$A_i|_{dB} = 20 \log_{10} A_i|_{numeric} \quad (2.19)$$

Amplificarea în putere exprimată în dB poate fi determinată direct din amplificările în tensiune sau în curent (expresiile 2.18, 2.19), dacă se cunoaște raportul dintre impedanța de intrare și impedanța de sarcină.

Transadmitanța și transimpedanța sînt însă mărimi dimensionale; ele se exprimă de obicei în mA/V sau în V/mA.

● Un alt parametru al amplificatoarelor este randamentul.

Randamentul exprimă *eficacitatea transferului de putere de la sursa de alimentare în sarcină*, deci:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}, \quad (2.20)$$

unde P_u este puterea debitată în sarcină, iar P_a puterea absorbită de la sursa de alimentare.

Randamentul este un parametru important al etajelor de putere, fiind nesemnificativ pentru etajele de semnal mic.

● Pentru etajele de intrare însă parametrul important este **factorul de zgomot.**

Prin **zgomot** se înțelege o *acțiune perturbatoare de aceeași natură cu semnalul electric conținînd informația, care se suprapune acestuia în timpul obținerii, transmisiei sau prelucrării* sale, deformîndu-l.

Pentru definirea factorului de zgomot se presupune că la intrare este conectată sursa de semnal de rezistență R_s, dar avînd $U_s = 0$. Prin definiție factorul de zgomot este:

$$F = \frac{P_{oN(real)}}{P_{oN(ideal)}}, \quad (2.21)$$

unde $P_{oN(real)}$ reprezintă puterea de ieșire de zgomot a amplificatorului real și $P_{oN(ideal)}$ puterea de ieșire a amplificatorului ideal, deci lipsit de zgomot. Cu alte cuvinte, $P_{oN(ideal)}$ — este puterea de zgomot provenită din R_s. Deoarece:

$$P_{oN\,(ideal)} = A_p P_{iN},$$

A_p fiind amplificarea în putere iar P_{iN} puterea de intrare de zgomot, factorul de zgomot poate fi scris sub forma echivalentă:

$$F = \frac{1}{A_p} \cdot \frac{P_{oN(\text{real})}}{P_{iN}}. \tag{2.22}$$

Factorul de zgomot este unitar pentru un amplificator ideal, lipsit de zgomot, dar pentru orice amplificator practic el este supraunitar.

Fiind raportul a două puteri, factorul de zgomot poate fi exprimat în dB astfel:

$$F_{dB} = 10 \log F|_{\text{numeric}}. \tag{2.23}$$

2.3.2. CARACTERISTICILE AMPLIFICATOARELOR

Parametrii definiți caracterizează funcționarea amplificatorului pentru un semnal sinusoidal de frecvență fixă. De obicei la intrarea amplificatoarelor se aplică semnale mai complexe (semnale de frecvență și amplitudine variabilă, semnale de forme diferite etc.). Pentru definirea comportării amplificatoarelor în aceste condiții se introduc următoarele caracteristici:

— *caracteristicile de frecvență* (amplificare-frecvență și fază-frecvență);

— *caracteristica de răspuns la impulsuri;*

— *funcția de transfer,* reprezentînd raportul dintre transformata Laplace a mărimii de ieșire și transformata Laplace a mărimii de intrare;

— *caracteristica de transfer,* adică dependența valorii instantanee a semnalului de ieșire în funcție de valoarea instantanee a semnalului de intrare.

● **Caracteristicile de frecvență** *definesc comportarea amplificatorului în domeniul frecvenței, în condiții de regim staționar, la semnal mic.*

Considerînd un amplificator liniar, prin aplicarea unui semnal sinusoidal la intrare rezultă un semnal sinusoidal de aceeași frecvență, dar de amplitudine și fază diferită la ieșire. Folosind metoda reprezentării, în complex se poate defini *amplificarea complexă* $A(j\omega)$ ca fiind raportul dintre reprezentarea în complex a semnalului sinusoidal de ieșire $U_0(j\omega)$ și reprezentarea în complex a semnalului sinusoidal de intrare $U_i(j\omega)$:

$$A(j\omega) = \frac{U_0(j\omega)}{U_i(j\omega)} = A(\omega)e^{j\Phi(\omega)}, \tag{2.24}$$

în care $A(\omega)$ este modulul amplificării, $\Phi(\omega)$ este faza, iar ω pulsația sau frecvența unghiulară. După cum rezultă din expresia (2.24), amplitudinea mărimii de ieșire este de A ori mai mare decît a mărimii de intrare, iar faza diferă prin unghiul Φ. Dacă se variază frecvența semnalului de intrare, atunci se obține *răspunsul în frecvență* a sistemului considerat sau caracteristicile de frecvență $A(\omega)$ și $\Phi(\omega)$. În mod uzual, caracteristicile de frecvență se reprezintă în funcție de logaritmul frecvenței: modulul amplificării se exprimă în dB, iar faza în grade sau radiani (Anexa A). Pentru exemplificare, în figura 2.12 s-au reprezentat caracteristicile de frecvență ale unui amplificaror real; se observă că dacă la intrarea unui asemenea amplificator se aplică un semnal sinusoidal de amplitudine constantă și frecvență variabilă, semnalul de ieșire este aproximativ constant în amplitudine într-un anumit domeniu de frecvențe, iar în afara acestuia scade puternic.

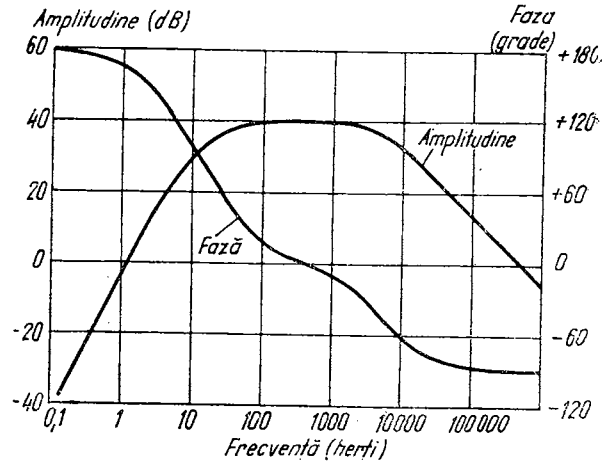


Fig. 2.12. Caracteristicile de frecvență ale unui amplificator real: *a — caracteristica amplitudine-frecvență; b — caracteristica fază-frecvență.*

Se definește **banda de frecvențe** ca fiind *domeniul de frecvențe în care amplificarea nu scade cu mai mult de* $(1/\sqrt{2}) = 0{,}707$ *față de valoarea sa medie;* aceasta corespunde reducerii amplificării cu 3 dB și *înjumătățirii puterii de ieșire.* Extremitățile benzii de frecvență, corespunzînd deci scăderii amplificării cu 3 dB față de valoarea din bandă, poartă denumirea de *frecvența limită inferioară* f_j și *frecvența limită superioară* f_s.

Comportarea în frecvență a amplificatoarelor poate fi ilustrată și cu ajutorul unor *diagrame polare* de tipul celei prezentate în figura 2.13.

O altă metodă de a studia răspunsul în frecvență a unui sistem se bazează pe *caracteristica amplitudine* (în dB) — *fază* (fig. 2.14). În această caracteristică axa ordonatelor este rezervată amplitudinilor, iar axa absciselor este gradată în unghiuri de fază; frecvența reprezintă parametrul caracteristicii.

Răspunsul amplificatoarelor la impulsuri. Comportarea dinamică a unui amplificator poate fi caracterizată nu numai prin *răspunsul în frecvență,* ci și prin *răspunsul în timp.* **Răspunsul în timp** stabilește *legătura între forma de undă a mărimii de ieșire și forma de undă a mărimii de intrare.* Cea mai uzuală formă de undă de intrare este **funcția treaptă.** Răspunsul la funcția treaptă se apreciază după modul în care amplificatorul transmite la ieșire frontul și palierul semnalului treaptă aplicat la intrare. În figura 2.15 se arată forma de undă a răspunsului la o scară de timp foarte extinsă; se definesc următoarele **mărimi principale:**

t_0 — *timpul mort* ca fiind timpul din momentul aplicării impulsului pînă ce răspunsul crește la 10% din valoarea finală;

t_d — *timpul de întîrziere,* reprezentînd timpul după care răspunsul crește la 50% din valoarea finală;

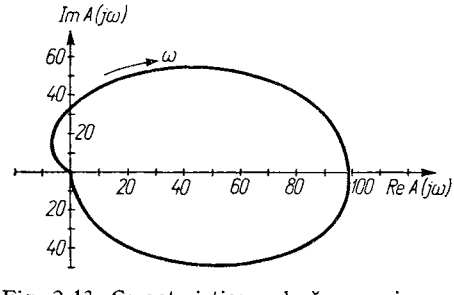


Fig. 2.13. Caracteristica polară a unui amplificator real.

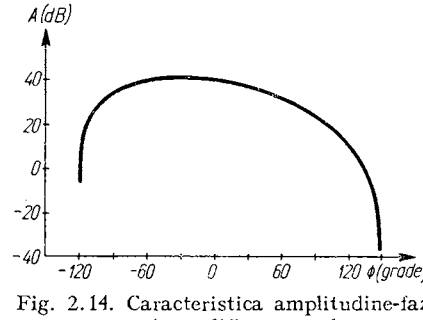


Fig. 2.14. Caracteristica amplitudine-fază a unui amplificator real.

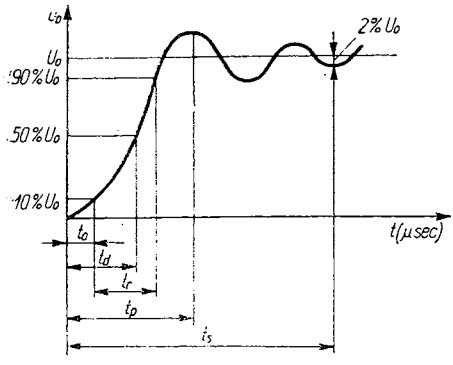


Fig. 2.15. Răspunsul unui amplificator la frontul unui semnal de intrare de tip funcție treaptă.

t_r — *timpul de creștere*, reprezentînd intervalul de timp în care răspunsul crește de la 10% la 90% din valoarea finală;

t_s — *timpul de stabilire*, reprezentînd timpul după care valoarea răspunsului diferă de valoarea finală cu 2%;

P_0 — *valoarea maximă a răspunsului la funcția treaptă;*

t_p — *timpul pentru atingerea lui* P_0.

Pentru a caracteriza răspunsul la palierul impulsului, în figura 2.16 s-a reprezentat răspunsul amplificatorului la aceeași funcție treaptă dar la o scară de timp mai mare decît cea din figura 2.15.

În acest caz răspunsul amplificatorului se caracterizează prin căderea palierului. Prin definiție **căderea palierului** $\delta(t)$ reprezintă *diferența între valoarea maximă a răspunsului și valoarea reală a răspunsului după un timp* t, exprimată în procente:

$$\delta\% = \frac{U_{o\,max} - u_0(t)}{U_{o\,max}}, \tag{2.25}$$

unde $U_{0\,max}$ reprezintă valoarea maximă a răspunsului, iar $u_0(t)$ valoarea răspunsului la momentul t.

Răspunsul în frecvență și răspunsul în timp sînt interdependente. De exemplu, pentru amplificatoarele avînd o supracreștere mai mică de 5% se demonstrează că:

$$f_s t_r = 0{,}35, \tag{2.26}$$

unde f_s reprezintă frecvența superioară corespunzînd unei atenuări de 3 dB față de nivelul amplificării în bandă. De asemenea,

$$f_j t_\delta = 0{,}0456, \tag{2.27}$$

f_j fiind frecvența inferioară corespunzătoare atenuării cu 3 dB, iar t_δ timpul după care căderea palierului este de 25%. De obicei răspunsul în timp al amplificatoarelor se folosește pentru caracterizarea amplificatoarelor de impulsuri.

● **Funcția de transfer H(s).** Prin definiție funcția de transfer $H(s)$ reprezintă *raportul dintre transformata Laplace a mărimii de ieșire* $X_0(s)$ *și transfor-*

mata Laplace a mărimii de intrare $X_i(s)$, deci:

$$H(s) = \frac{X_0(s)}{X_i(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \ldots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0}, \tag{2.28}$$

unde $s = \sigma + j\omega$ este operatorul Laplace sau frecvența complexă având dimensiuni de secundă$^{-1}$.

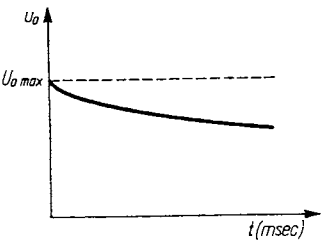


Fig. 2.16. Răspunsul unui amplificator la palierul unui semnal de intrare de tip funcție treaptă.

Funcția de transfer este o proprietate a elementului sau sistemului considerat. *Pentru sistemele liniare* ea *este independentă de funcția de comandă și de condițiile inițiale.* În acest caz $H(s)$ este o funcție algebrică rațională în s pentru sisteme cu parametri concentrați; constantele a_i și b_i depind numai de elementele sistemului.

În funcție de natura mărimilor $X_0(s)$ și $X_i(s)$, **funcția de transfer** $H(s)$ poate fi o *amplificare,* o *transconductanță* sau o *transimpedanță.*

În expresia lui $H(s)$, polinoamele de la numărător și numitor se pot dezvolta în factori și deci:

$$H(s) = H\frac{(s - z_1)(s - z_2)\ldots(s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2)\ldots(s - p_n)} = H\frac{\prod_{k=1}^{m}(s - z_k)}{\prod_{k=1}^{n}(s - p_k)}, \tag{2.29}$$

unde $H = b_m/a_n$ este *factorul de scară;*

$z_1 \ldots z_m$ reprezintă valorile lui s pentru care $H(s)$ se anulează, și poartă denumirea de *zerouri;*

$p_1 \ldots p_n$ reprezintă valorile lui s pentru care $H(s)$ devine infinit și se numesc poli; este evident că mărimile z_k, p_k au dimensiuni de frecvență.

Funcția de transfer este complet determinată dacă se cunoaște factorul de scară, precum și polii și zerourile.

Dacă coeficienții a_i și b_i sînt reali, polii și zerourile pot fi fie reale fie complex conjugate. Se obișnuiește să se reprezinte constelația de poli și zerouri în planul complex (σ, $j\omega$).

Un amplificator **nu trebuie** *să aibă poli pe axa* $j\omega$ (pentru a nu avea oscilații întreținute la ieșire) *și nici în semiplanul drept.* Deci, polii sau rădăcinile ecuației caracteristice pot fi: în origine, pe axa reală negativă sau complex conjugate în semiplanul stîng.

Cunoscînd $H(s)$, se poate deduce pe baza relației de definiție (2.28) transformata Laplace a răspunsului:

$$X_0(s) = H(s)\, X_i(s). \tag{2.30}$$

Este util să se dezvolte expresia lui $X_0(s)$ în fracții simple, pentru ca apoi să se poată determina răspunsul în timp prin aplicarea transformatei Laplace inverse.

Observație. Este util de precizat că prin înlocuirea operatorului Laplace s prin $j\omega$, funcția de transfer $H(s)$ se transformă în $H(j\omega)$; $H(j\omega)$ reprezintă funcția de transfer în frecvență a circuitului liniar analizat și caracterizează comportarea amplificatorului în regim staționar, ca urmare a aplicării unui semnal sinusoidal la intrare.

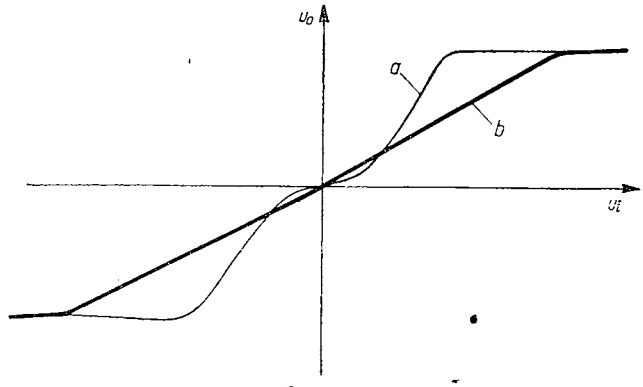


Fig. 2.17. Caracteristica de transfer:
a — în lipsa reacției negative; b — în prezența reacției negative.

● **Caracteristica de transfer.** Caracteristica de transfer reprezintă *dependența valorii instantanee a mărimii de ieșire de valoarea instantanee a mărimii de intrare.*

Ideal, caracteristica de transfer trebuie să fie o linie dreaptă. Pentru valori mari ale mărimii de intrare sau pentru valori improprii ale componentei continue a semnalului apar neliniarități. Prin aplicarea reacției negative, liniaritatea se îmbunătățește substanțial mărindu-se totodată și domeniul tensiunilor de intrare corespunzător unei funcționări liniare (fig. 2.17).

Bibliografie

1. Bulucea C. ș.a. *Circuite integrate liniare,* Ed. Tehnică, București, 1975.
2. Manolescu A.M., Manolescu A. *Circuite integrate liniare,* Litografia IPB, 1982.
3. Vătășescu A., Bodea M. ș.a. *Circuite integrate liniare* — Manual de utilizare, vol. 1, Ed. Tehnică, București, 1979.
4. Vătășescu A., Bodea M. ș.a. *Circuite integrate liniare* — Manual de utilizare, vol. 2, Ed. Tehnică, București, 1980.

Capitolul 3

ETAJE CONSTITUTIVE DE BAZĂ ALE CIRCUITELOR INTEGRATE LINIARE

3.1. INTRODUCERE

La realizarea circuitelor integrate liniare trebuie să se țină seama de diferențele specifice existente între componentele de circuit integrabile și cele disponibile sub formă discretă. Astfel, în cazul utilizării tehnologiei planare care este cea mai frecvent utilizată, principalele diferențe care apar sînt următoarele:

— *valorile nominale ale rezistoarelor sînt relativ moderate, iar precizia cu care pot fi realizate redusă;*
— *circuitul nu trebuie să conțină inductoare;*
— *capacitoarele din circuit trebuie să aibă o valoare totală cît mai mică;*
— *performanțele tranzistoarelor pnp sînt în general slabe;*
— *puterea disipată trebuie să fie cît mai mică.*

Pe de altă parte, tehnologia circuitelor integrate liniare permite încorporarea cu ușurință, în același circuit a unei mari varietăți de dispozitive active bipolare și totodată o excelentă împerechere atît a dispozitivelor active cît și a celor pasive. Ținînd seama de aceste aspecte circuitele integrate liniare conțin o serie de etaje specifice adaptate tehnologiei de realizare. În continuare se vor prezenta etajele constitutive de bază ale circuitelor integrate liniare.

3.2. SURSE DE CURENT ȘI SARCINI ACTIVE

3.2.1. CONSIDERAȚII GENERALE

Datorită performanțelor pe care le oferă, sursele de curent realizate cu tranzistoare sînt frecvent folosite în circuitele integrate liniare pentru polarizarea unor etaje, ca sarcini de impedanță mare, pentru deplasarea nivelului de curent continuu între etaje etc.

Sursele folosite în circuitele integrate monolitice diferă de cele cu componente discrete, adoptîndu-se de obicei scheme care să nu necesite utilizarea unor rezistențe de valori mari din cauza restricției asupra ariei de siliciu consumate; se recurge de aceea la scheme mai complexe, cu mult mai multe tranzistoare în vederea minimizării sumei valorilor rezistențelor.

În continuare se descriu și se analizează cîteva tipuri de surse de curent folosite în circuitele integrate liniare.

3.2.2. OGLINZI DE CURENT

● **Oglindă de curent cu două tranzistoare.** Cea mai simplă sursă de curent este prezentată în figura 3.1; ea constă dintr-o rezistență R și două tranzistoare T_1 și T_2. Deoarece tranzistorul T_2, conectat ca diodă, nu lu-

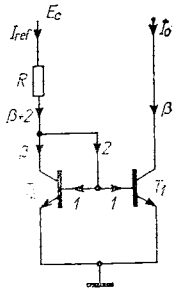


Fig. 3.1. Oglindă de curent cu două tranzistoare (T_1 și T_2 tranzistoare identice).

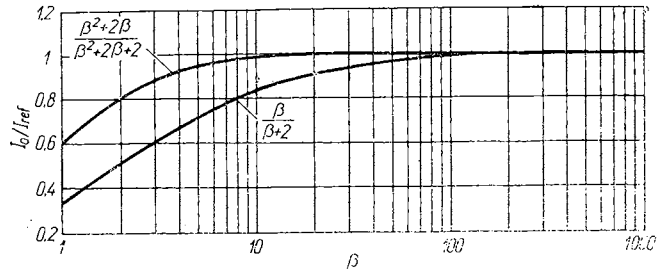


Fig. 3.2. Factorul de transfer în curent I_0/I_{ref} în funcție de valoarea lui β.

crează în saturație și este încă în regiunea activă curentul său de bază controlează în continuare curentul de colector, deci $I_{C2} = \beta I_{B2}$.

Pentru simplificarea înțelegerii schemei, se consideră inițial că cele două tranzistoare T_1 și T_2 sînt riguros identice ($I_{S1} = I_{S2} = I_S$) și că valoarea curentului de colector nu depinde de tensiunea colector-emitor (Anexa B, relația B.5). În aceste ipoteze se va deduce raportul dintre curentul de ieșire I_0 și curentul de referință I_{ref}.

Deoarece cele două tranzistoare s-au considerat identice și lucrează cu aceeași tensiune bază-emitor, cei doi curenți de bază vor fi egali. Notînd cu I curentul de bază al fiecărui tranzistor și utilizînd relațiile cunoscute între I_C și I_B, după cum se arată în figura 3.1, se obține:

$$\frac{I_0}{I_{ref}} = \frac{\beta}{\beta + 2}, \tag{3.1}$$

ceea ce arată că cei doi curenți I_0 și I_{ref} nu sînt riguros egali între ei, deoarece curenții de bază ai ambelor tranzistoare trebuie furnizați de I_{ref}.

În figura 3.2 s-a reprezentat dependența factorului de transfer în curent I_0/I_{ref} în funcție de β.

Se observă că pe măsură ce β crește valoarea curentului de ieșire I_0 se apropie de valoarea curentului de referință I_{ref}. De exemplu, pentru $\beta = 100$ diferența dintre cei doi curenți este de numai 2%. Se poate deci considera că pentru valori relativ mari ale lui β cei doi curenți sînt aproximativ egali, motiv pentru care circuitul discutat poartă denumirea și de **oglindă de curent.** După cum reiese din figura 3.1, în acest caz:

$$I_0 = I_{ref} = (E_C - U_{BE})/R. \tag{3.2}$$

● **Oglindă de curent cu trei tranzistoare.** Dacă tranzistoarele folosite în oglinda de curent au cîștiguri în curent mici, atunci factorul $\beta/(\beta + 2)$ poate să producă diferențe supărătoare între cei doi curenți. Pentru a elimina această eroare se mai poate introduce un tranzistor, după cum se indică în figura 3.3.

În această figură, tranzistorul conectat ca diodă, T_3, poate fi considerat ca o diodă care sesizează curentul de emitor a lui T_1 și ajustează curentul de bază a lui T_1 prin intermediul tranzistorului T_2, pentru a menține un

curent de ieșire I_0 constant. Procedînd ca și în cazul precedent, în figura 3.3 se arată divizarea de curent, admițînd curenți de bază unitari pentru T_2 și T_3. Rezultă relația de calcul a factorului de transfer în curent:

$$I_0/I_{ref} = (\beta^2 + 2\beta)/(\beta^2 + 2\beta + 2). \quad (3.3)$$

În figura 3.2 s-a reprezentat și dependența raportului I_o/I_{ref} dată de relația (3.3) în funcție de β. Se observă că factorul de transfer în curent s-a îmbunătățit datorită termenilor în β^2, ceea ce reduce ponderea lui $2\beta + 2$ de la numitor. Ca urmare, *pentru această schemă se poate lucra cu valori mai mici a lui* β, *obținîndu-se același efect de oglindire a curentului de referință* I_{ref} *la ieșire.*

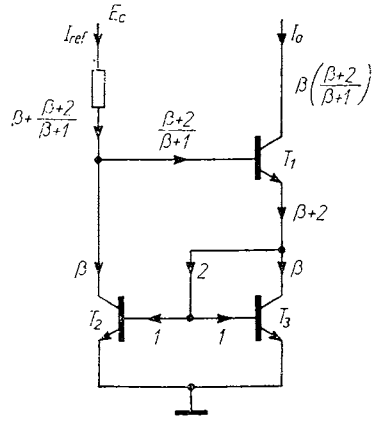


Fig. 3.3. Oglindă de curent cu trei tranzistoare.

Unul dintre cele mai importante aspecte legate de performanțele surselor de curent este variația curentului de colector în funcție de tensiunea colector-emitor, aspect neglijat în analiza anterioară în care s-a admis că valoarea curentului de colector nu depinde de tensiunea colector-emitor.

După cum se arată în Anexa B, curentul de colector depinde de tensiunea colector-emitor după o lege de forma:

$$I_C = I_S[\exp(U_{BE}/U_T)] \cdot [1 + (U_{CE}/U_A)],$$

unde U_A, tensiunea EARLY, are o valoare tipică de 90 V pentru tranzistoare *npn*.

Revenind la sursa simplă de curent din figura 3.1, în care tranzistoarele se consideră identice, iar $U_{CE2} = U_{BE} = 0{,}6$ V, și admițînd că $U_{CE1} = 30$ V, raportînd curentul I_0 la I_{ref} rezultă:

$$I_o/I_{ref} = [1 + (U_{CE1}/U_A)]/[1 + (U_{CE2}/U_A)] = [1 + (30/90)]/[1 + (0{,}6/90)] = 1{,}32 \quad (3.4)$$

adică, pentru valorile numerice considerate, *curenții oglinzii de curent diferă între ei cu* 32%.

Calculele similare se pot face și pentru sursa din figura 3.3.

3.2 3. SURSE STANDARD DE CURENT

Sursele de curent analizate anterior permit, cu precizările făcute, obținerea unui curent de ieșire aproximativ egal cu curentul de referință, admițînd că cele două tranzistoare sînt riguros identice.

De fapt nu este absolut necesar ca cele două tranzistoare să fie riguros identice: dacă ariile ocupate de emitoarele celor două tranzistoare sînt în mod deliberat construite diferit, curenții de saturație I_{S1} și I_{S2} ai celor două joncțiuni bază-emitor vor diferi în același raport. De aceea, neglijînd din nou dependența curentului de colector de tensiunea colector emitor, raportul curenților de colector I_{C1} și I_{C2} ai schemei din figura 3.1 nu va mai fi unitar, ci va avea expresia:

$$I_{C1}/I_{C2} = [I_{S1} \exp(U_{BE}/U_T)]/[I_{S2} \exp(U_{BE}/U_T)] = I_{S1}/I_{S2} = A_1/A_2, \quad (3.5)$$

unde A_1 și A_2 reprezintă ariile ocupate de emitoarele celor două tranzistoare.

Acest raport poate fi mai mare sau mai mic decît unitatea, permițînd astfel obținerea oricărei valori a curentului de ieșire I_0 dintr-un curent de referință fix $I_{ref} = (E_C - U_{BE})/R$. Totuși, din punct de vedere tehnologic, realizarea unui raport între cele două arii de emitor mai mare decît 5 conduce la un consum excesiv de arie a plăcuței de siliciu pe care se realizează circuitul integrat și de aceea se evită o asemenea soluție. Din acest motiv, pentru obținerea unor rapoarte mai mari între cei doi curenți se recurge la **sursa standard de curent** din figura 3.4, pentru care se va calcula în continuare factorul de transfer în curent și rezistența de ieșire.

● **Calculul factorului de transfer în curent.** Scriind ecuația a doua a lui Kirchoff pe ochiul care cuprinde cele două joncțiuni bază-emitor se obține:

$$U_{BE2} + R_2 I_{ref} = U_{BE1} + R_1 I_o. \tag{3.6}$$

Presupunînd că tranzistoarele au un β suficient de mare pentru a putea neglija curenții de bază față de curentul de colector în punctul A și admițînd, pentru simplificarea calculelor, că valoarea curentului de colector nu depinde de tensiunea colector-emitor, se poate scrie:

$$I_{ref} \cong I_{C2} = I_{S2} \exp (U_{BE2}/U_T) \tag{3.7}$$

$$I_o = I_{C1} = I_{S1} \exp (U_{BE1}/U_T), \tag{3.8}$$

de unde rezultă:

$$U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln [(I_{ref}/I_o)\,(I_{S1}/I_{S2})]. \tag{3.9}$$

Din relațiile (3.6) și (3.9) se obține:

$$I_o = (1/R_1)\{I_{ref}R_2 + U_T \ln [(I_{ref}/I_o)\,(I_{S1}/I_{S2})]\}. \tag{3.10, a}$$

sau

$$(I_o/I_{ref}) = (R_2/R_1) + (U_T/R_1 I_{ref}) \ln [(I_{ref}/I_o)\,(I_{S1}/I_{S2})]. \tag{3.10, b}$$

Pentru calculul raportului I_o/I_{ref} trebuie cunoscut curentul I_{ref}. Din figura 3.4 rezultă:

$$I_{ref} = (E_C - U_{BE})/(R + R_2). \tag{3.11}$$

Relația (3.11) asociată ecuației transcendente (3.10, b) permite calculul factorului de transfer în curent I_o/I_{ref}.

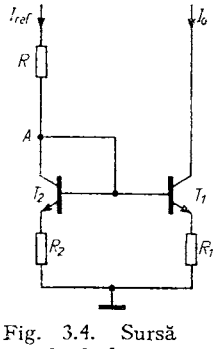


Fig. 3.4. Sursă standard de curent.

Revenind la expresia (3.10, a), se poate preciza că cel de-al doilea termen din paranteză reprezintă diferența dintre tensiunile bază-emitor a celor două tranzistoare, avînd o valoare de 10 pînă la 150 mV chiar pentru rapoarte I_o/I_{ref} pînă la 100. De aceea, dacă $I_{ref}R_2$ este mare comparativ cu această valoare se poate scrie:

$$I_o \cong I_{ref}(R_2/R_1). \tag{3.12}$$

Aceasta înseamnă că *pentru o cădere de tensiune pe rezistență R_2 suficient de mare, raportul I_o/I_{ref} va depinde în principal de raportul rezistențelor și nu de raportul între ariile ocupate de tranzistoare.*

● **Calculul rezistenței la ieșire.** Un alt parametru important al sursei de curent este rezistența ei de ieșire

dinamică. Aceasta se determină prin metoda clasică și anume: se aplică între colectorul tranzistorului T_1 al schemei din figura 3.4 și masă o sursă exterioară de semnal sinusoidal U_e și se calculează curentul I_e debitat de ea. Raportînd U_e la I_e se poate determina rezistența de ieșire. În figura 3.5 s-a desenat circuitul de semnal mic corespunzător utilizînd modelele din Anexa B în care s-au neglijat rezistența dinamică a tranzistorului T_2 legat ca diodă ($r_d \cong U_T/I_{ref} \cong 0$) și rezistența r_μ a tranzistorului T_1($r_\mu = \infty$).

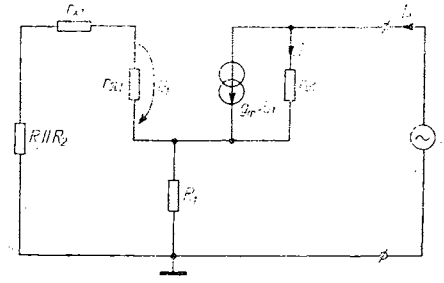


Fig. 3.5 Circuit echivalent de semnal mic pentru calculul rezistenței de ieșire a sursei de curent standard din figura 3.4.

Pe acest circuit se pot scrie următoarele ecuații:

$$U_e = Ir_{o1} + (I + g_{m1}U_1 + U_1/r_{\pi 1})\, R_1$$

$$I_e = g_{m1}U_1 + I$$

$$(I + g_{m1}U_1 + U_1/r_{\pi 1})\, R_1 + (U_1/r_{\pi 1})\, (R \| R_2 + r_{\pi 1} + r_{x1}) = 0.$$

Ținînd seama că $g_{m1}r_{\pi 1} = \beta_0$ se obține expresia rezistenței de ieșire:

$$R_o = (U_e/I_e) = r_{o1}[1 + (\beta_o R_1)/(R_1 + r_{\pi 1} + r_{x1} + R \| R_2)] + \\ + R_1 \| (r_{x1} + r_{\pi 1} + R \| R_2). \qquad (3.13)$$

Observînd că pentru valori uzuale ale rezistoarelor termenul al doilea al relației (3.13) este neglijabil, rezultă următoarea expresie aproximativă a rezistenței de ieșire:

$$R_o \cong r_{o1}[1 + (\beta_o R_1)/(R_1 + r_{\pi 1} + r_{x1} + R \| R_2)]. \qquad (3.14)$$

Expresia (3.14) pune în evidență faptul că *rezistența de ieșire* R_o *este mai mare decît rezistența* r_{o1} *a tranzistorului* T_1; aceasta se datorează rezistenței R_1 care realizează o reacție serie avînd drept rezultat, după cum se știe din teoria reacției, mărirea rezistenței de ieșire. De altfel factorul

$$1 + (\beta_o R_1)/(R_1 + r_{\pi 1} + r_{x1} + R \| R_2)$$

reprezintă chiar factorul de reacție $F = 1 + af$ pentru circuitul considerat, unde a este amplificarea, iar f raportul de reacție.

Dacă cele două rezistențe R_1 și R_2 din schema 3.4 sînt egale, atunci, după cum rezultă din relația (3.12), $I_o = I_{ref}$, adică se obține din nou o oglindă de curent. Prezența rezistenței R_1 mărește rezistența de ieșire a oglinzii de curent în concordanță cu relația (3.14). De asemenea, existența celor două rezistențe R_1 și R_2 micșorează sensitivitatea curentului de ieșire față de o eventuală neidentitate a parametrilor tranzistoarelor T_1 și T_2.

Pentru obținerea unor curenți I_o mici, de ordinul microamperilor, utilizarea sursei standard din figura 3.4 implică folosirea unei rezistențe R de valoare mare — relația (3.11) — și a unui raport R_1/R_2 de asemenea mare — relația (3.12) — ceea ce trebuie evitat în circuitele integrate monolitice. În astfel de cazuri se recurge la sursa de curent constant din figura 3.6 numită

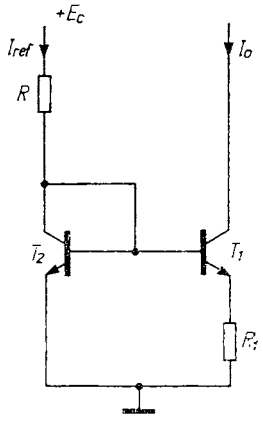


Fig. 3.6. Sursă de curent pentru curenți mici sau sursă Widlar.

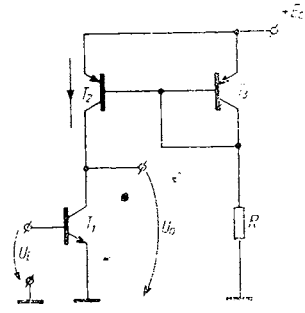


Fig. 3.7. Amplificator cu sarcină activă.

și **sursă Widlar,** care nu este altceva decît cazul limită $R_2 = 0$ al sursei din figura 3.4.

Pentru calculul factorului de transfer în curent și al rezistenței de ieșire dinamice se folosesc relațiile (3.10, *b*) și (3.14) în care $R_2 = 0$. Pentru tranzistoare identice ($I_{S2} = I_{S1}$) rezultă:

$$I_o/I_{ref} = (U_T/R_1 I_{ref}) \ln (I_{ref}/I_o) \tag{3.15}$$

și

$$R_o = r_{o1}[1 + \beta_o R_1/(R_1 + r_{\pi 1} + r_{x1})]. \tag{3.16}$$

3.2.4. SURSE DE CURENT CA SARCINI ACTIVE

După cum se știe, una din principalele probleme ce apar la proiectarea unui amplificator cu reacție negativă este de a obține o amplificare cît mai mare în tensiune utilizînd un număr cît mai mic de etaje de amplificare, ceea ce implică încă folosirea unor rezistențe de sarcină de valori ridicate.

O rezistență de sarcină mare care să nu ocupe o arie mare pe plăcuța de siliciu și care să nu necesite nici valori ridicate pentru sursa de alimentare se poate obține utilizînd drept sarcină, *rezistența de ieșire r_0 a unui tranzistor.* O astfel de sarcină, realizată cu un tranzistor în locul unei rezistențe convenționale, este denumită **sarcină activă.**

În figura 3.7 se indică schema unui etaj de amplificare realizat cu un tranzistor bipolar în conexiunea cu emitorul comun, avînd drept sarcină activă o oglindă simplă de curent; se observă că din considerente de curent continuu oglinda de curent este realizată cu tranzistoare *pnp* atunci cînd tranzistorul amplificator este *npn.*

● **Calculul amplificării în tensiune.** Pentru calculul amplificării în tensiune în domeniul frecvențelor joase se utilizează circuitul echivalent de semnal mic din figura 3.8, *a*, în care s-au neglijat rezistențele r_{x1} și r_{x2}.

Observînd că rezistența dinamică a tranzistorului T_3, $r_d = U_T/I_{C3}$, este neglijabilă, rezultă $U_2 = 0$ și implicit $g_{m2}U_2 = 0$, ceea ce permite simplifi-

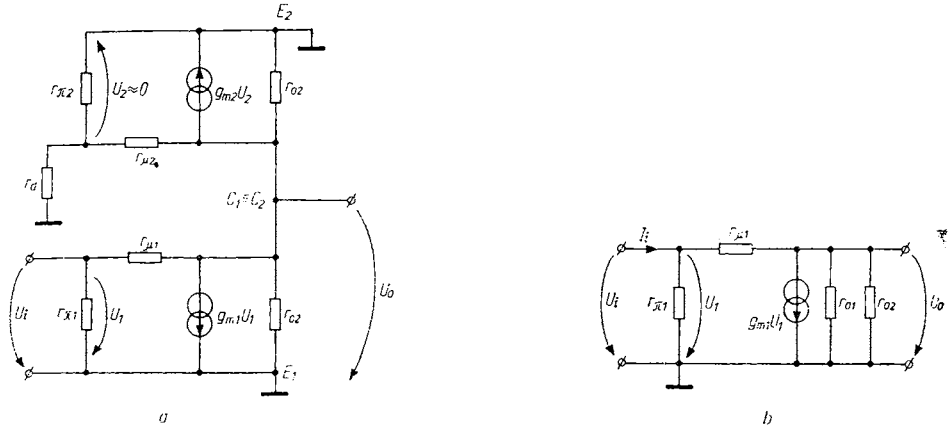


Fig. 3.8. Circuitul echivalent de semnal mic și joasă frecvență pentru schema din figura 3.7(*a*) și circuitul simplificat (*b*).

carea substanțială a circuitului după cum se arată în figura 3.8, *b*. În nodul de ieșire a acestui circuit se poate scrie:

$$g_{m1}U_i + (g_{o1} + g_{o2})\,U_o + g_{\mu 1}(U_o - U_i) = 0. \tag{3.17}$$

Rezultă imediat expresia amplificării în tensiune:

$$A_u = U_o/U_i = -(g_{m1} - g_{\mu 1})/(g_{o1} + g_{o2} + g_{\mu 1}). \tag{3.18}$$

Deoarece $g_{\mu 1} \ll g_{m1}$ și $g_{\mu 1} \ll g_{o1}$, g_{o2}, după cum reiese din relațiile (B.10) și (B.12), expresia (3.18) poate fi adusă la o formă mai simplă:

$$A_u = U_o/U_i = -g_{m1}/(g_{o1} + g_{o2}) = -g_{m1}/[(1/r_{o1}) + (1/r_{o2})], \tag{3.19}$$

în care conform relației (B.10):

$$1/r_{o1} = \eta_{npn} g_{m1}$$

$$1/r_{o2} = \eta_{npn} g_{m2}.$$

Deoarece tranzistoarele T_1 și T_2 lucrează la același curent de colector, $g_{m1} = g_{m2}$ și deci înlocuind în expresia (3.19) rezultă:

$$A_u = -1/(\eta_{npn} + \eta_{pnp}). \tag{3.20}$$

În general *valorile tipice pentru cîștigul în tensiune* a unui asemenea etaj *sînt cuprinse între* 1 000 și 2 000.

● **Calculul rezistenței de intrare.** Un alt parametru important al schemei din figura 3.7 este rezistența de intrare. Curentul de intrare poate fi calculat utilizînd tot circuitul echivalent din figura 3.8, *b*; se obține:

$$I_i = U_i(g_{\pi 1} + g_{\mu 1}) - g_{\mu 1}U_o. \tag{3.21}$$

Înlocuind tensiunea U_o în funcție de U_i utilizînd relația (3.19) rezultă:

$$I_i = U_i[g_{\pi 1} + g_{\mu 1} + g_{m1}g_{\mu 1}r_{o1}r_{o2}/(r_{o1} + r_{o2})].$$

Observînd că $g_{m1}g_{\mu 1}r_{01} = g_{\pi 1}$ și $g_{\mu 1} \ll g_{\pi 1}$ rezultă:

$$R_i = U_i/I_i = r_{\pi 1}/[1 + r_{o2}/(r_{o1} + r_{o2})], \tag{3.22}$$

ceea ce arată că *utilizarea unei surse de curent ca sarcină pentru un etaj în conexiunea cu emitorul comun reduce valoarea rezistenței de intrare* comparativ cu valoarea $r_{\pi 1}$, care s-ar obține pentru cazul utilizării unei rezistențe de sarcină de valoare moderată, de un număr de ori egal cu $1 + r_{o2}/(r_{o1} + r_{o2})$; aceasta se datorează faptului că pentru o configurație de acest tip, curenții prin $r_{\pi 1}$ și $r_{\mu 1}$ devin comparabili. Reducerea maximă apare pentru cazul $r_{o2} > r_{o1}$, ceea ce corespunde utilizării drept sarcină a unei surse de curent rezistență de ieșire foarte mare; în acest caz $r_{02}/(r_{01} + r_{02}) \cong 1$ și deci:

$$R_i \cong r_{\pi 1}/2. \tag{3.23}$$

● **Calculul rezistenței de ieșire.** În sfîrșit, un ultim parametru care interesează este rezistența de ieșire. Din figura 3.8, *b* se observă imediat că rezistența de ieșire este:

$$R_o = r_{o1} \parallel r_{o2} = r_{o\,npn} \parallel r_{o\,pnp}. \tag{3.24}$$

3.3. ETAJE AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE

3.3.1. CONSIDERAȚII GENERALE

În general, orice amplificator are o pereche de terminale de intrare și o pereche de terminale de ieșire. La amplificatoarele analizate anterior, cîte un terminal al fiecăreia dintre aceste perechi de terminale este conectat la un punct comun numit *punct de referință* sau **punct de masă.** Într-o serie de aplicații însă aceste tipuri de amplificatoare, avînd deci o singură *„intrare caldă"* și o singură *„ieșire caldă"* nu mai sînt satisfăcătoare. Este necesar ca nici unul din cele două terminale de intrare să nu fie conectate la masă.

Un asemenea *amplificator cu „două intrări calde", care amplifică diferența dintre semnalele aplicate pe* aceste *două intrări, indiferent de valoarea lor individuală,* reprezintă un **amplificator diferențial ideal.**

Schema clasică a unui etaj de amplificare diferențial este prezentată în figura 3.9, *a*; ea are două terminale de intrare între bazele celor două tranzistoare, deci o intrare diferențială.

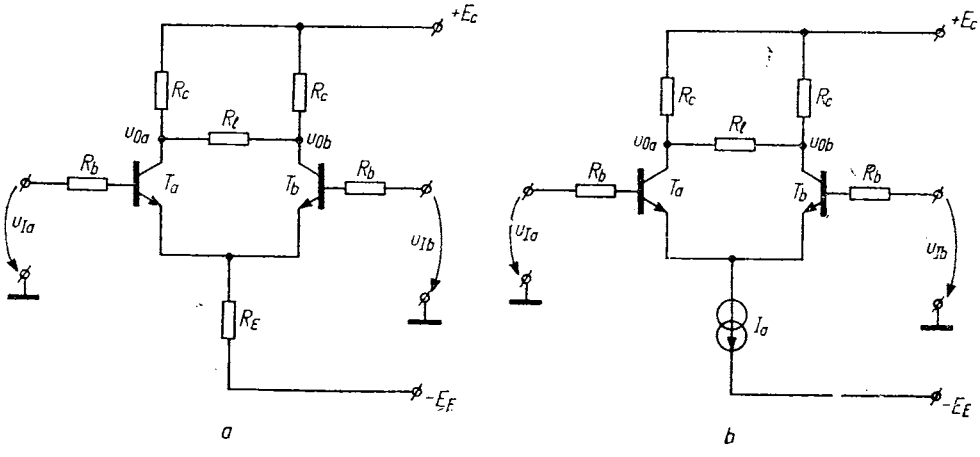


Fig. 3.9. Schema clasică a unui etaj de amplificare diferențial realizat cu tranzistoare bipolare; *a — cu rezistență în emitoarele comune; b — cu sursă de curent constant.*

Ieșirea se face tot diferențial între cele două colectoare. Circuitul are structura unei punți, realizate din cele două tranzistoare și cele două rezistoare din colector, rezistența de sarcină R_l fiind dispusă în diagonala punții. Pentru un etaj perfect simetric, variațiile sursei de alimentare, a temperaturii, precum și a semnalelor comune de intrare, modifică în mod identic tensiunile u_{oa} și u_{ob} ale celor două colectoare și deci nu produc o tensiune de ieșire $u_{oa} - u_{ob}$ diferențială. Deoarece însă semnalele comune aplicate pe cele două intrări sînt în general mari, este necesar ca valoarea individuală a celor două tensiuni u_{oa} și u_{ob} să nu fie afectată de aceste tensiuni comune pentru a se asigura o funcționare liniară, fără distorsiuni a etajului; din acest motiv, este de dorit ca rezistența comună din cele două emitoare R_E să fie cît mai mare; acest deziderat se poate realiza înlocuind rezistența R_E cu o sursă de curent, după cum se arată în figura 3.9, *b*.

3.3.2. CARACTERISTICA STATICĂ DE TRANSFER

Caracteristica statică de transfer reprezintă *dependența curenților de colector i_{Ca} și i_{Cb} ai celor două tranzistoare în funcție de tensiunea aplicată între baze $u_{Ia} - u_{Ib}$.*

Pentru simplificarea analizei, se consideră că în emitoarele celor două tranzistoare există o sursă de curent constant I_0, avînd o rezistență internă echivalentă de valoare infinită, după cum se arată în figura 3.10; de asemenea, se neglijează rezistența de ieșire a tranzistoarelor, care se consideră deci de valoare infinită.

După cum se observă din figura 3.10, curentul sursei de curent I_o este suma celor doi curenți de emitor, deci:

$$I_o = i_{Ea} + i_{Eb}, \tag{3.25}$$

în care:

$$i_{Ea} = i_{Ca}/\alpha_a \tag{3.26, a}$$

$$i_{Eb} = i_{Cb}/\alpha_b. \tag{3.26, b}$$

Dacă cele două tranzistoare sînt identice, $\alpha_a = \alpha_b = \alpha$ și deci:

$$I_o = (1/\alpha)\,(i_{Ca} + i_{Cb}). \tag{3.27}$$

Curenții de colector pot fi exprimați în funcție de tensiunile bază-emitor a fiecărui tranzistor, utilizînd relația (B.5). Se obține:

$$i_{Ca} = I_S e^{(u_{BEa}/U_T)} \tag{3.28, a}$$

$$i_{Cb} = I_S e^{(u_{BEb}/U_T)}, \tag{3.28, b}$$

în care, considerînd din nou tranzistoarele identice, s-a luat $I_{Sa} = I_{Sb} = I_S$.

Înlocuind relațiile (3.28) în (3.27) rezultă:

$$I_o = (I_S/\alpha)\,[e^{(u_{BEa}/U_T)} + e^{(u_{BEb}/U_T)}]. \tag{3.29}$$

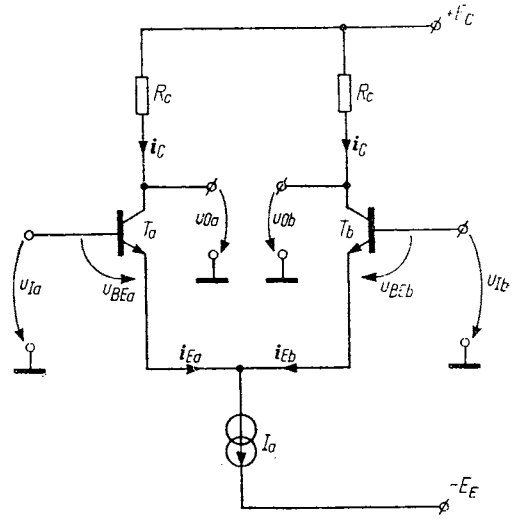


Fig. 3.10. Etaj de amplificare diferențial prevăzut cu sursă de curent în emitoarele comune ale tranzistoarelor.

Dînd factor comun forțat $e^{(u_{BEa}/U_T)}$ se obține:

$$I_o = [I_S\, e^{(u_{BEa}/U_T)}/\alpha]\,[1 + e^{(u_{BEb}-u_{BEa})/U_T}] \tag{3.30}$$

și deoarece $I_S\, e^{(u_{BEa}/U_T)} = i_{Ca}$, relația (3.30) poate fi scrisă astfel:

$$I_o = (i_{Ca}/\alpha)\,[1 + e^{(u_{BEb}-u_{BEa})/U_T}]. \tag{3.31, a}$$

Similar se deduce că:

$$I_o = (i_{Cb}/\alpha)\,[1 + e^{(u_{BEa}-u_{BEb})/U_T}]. \tag{3.31, b}$$

Din figura (3.10) scriind legea lui Kirchoff pe ochiul care conține cele două joncțiuni bază-emitor rezultă:

$$u_{BEb} - u_{BEa} = u_{Ib} - u_{Ia} \tag{3.32, a}$$

sau

$$u_{BEa} - u_{BEb} = u_{Ia} - u_{Ib}. \tag{3.32, b}$$

Înlocuind relațiile (3.32) în (3.31) și explicitînd i_{Ca} și i_{Cb} se obțin expresiile curenților de colector în funcție de tensiunea dintre cele două intrări:

$$i_{Ca} = (\alpha I_o)/[1 + e^{(u_{Ib}-u_{Ia})/U_T}] \tag{3.33, a}$$

$$i_{Cb} = (\alpha I_o)/[1 + e^{(u_{Ia}-u_{Ib})/U_T}]. \tag{3.33, b}$$

În figura 3.11 se arată dependența acestor curenți de tensiunea de intrare dintre cele două baze raportată la U_T.

Caracteristicile de transfer tensiune-curent reprezentate în figura 3.11 permit evidențierea unor **proprietăți importante** *ale amplificatorului diferențial* avînd schema din figura 3.10.

1. *Caracteristicile de transfer sînt liniare în jurul punctului static de funcționare* $u_{Ia} - u_{Ib} = 0$. Din curbele din figura 3.11 rezultă că regiunea de funcționare liniară corespunde unei tensiuni de intrare de $2U_T$ vîrf-vîrf, de aproximativ 50 mV vîrf-vîrf, la 27°C.

Pentru tensiuni de intrare avînd amplitudini mai mari de 4 U_T, respectiv 100 mV, la temperatura camerei, curenții de colector devin independenți de tensiunea de intrare, deoarece întregul curent disponibil I_0 trece printr-un singur tranzistor.

2. Panta caracteristicilor de transfer, reprezentînd transconductanța etajului, poate fi calculată prin derivarea ecuațiilor (3.33). Se obține:

$$g_m = (\Delta i_{Ca})/\Delta(u_{Ia} - u_{Ib}) = (i_{Ca}/U_T)[e^{(u_{Ib}-u_{Ia})/U_T}]/[1 + e^{(u_{Ib}-u_{Ia})/U_T}]. \tag{3.34}$$

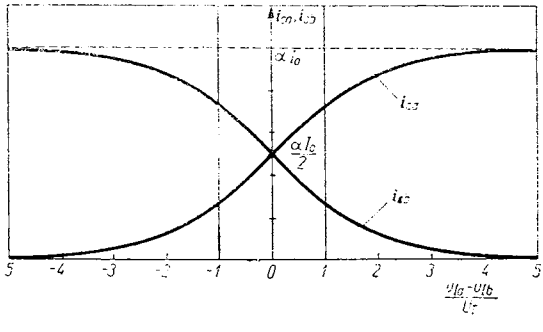


Fig. 3.11. Caracteristicile de transfer curent-tensiune ale unui etaj de amplificare diferențial clasic.

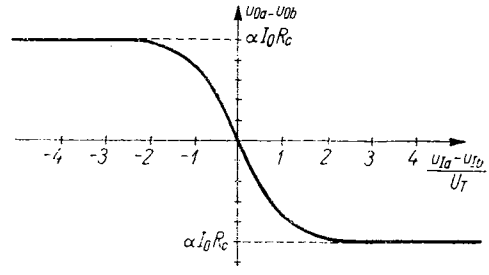


Fig. 3.12. Tensiunea de ieșire diferențială $u_{oa} - u_{ob}$ în funcție de tensiunea de intrare diferențială $u_{Ia} - u_{Ib}$ normată prin U_T.

Această pantă are valoarea maximă în punctul static de funcționare, deci pentru $u_{Ia} - u_{Ib} = 0$ și $i_{Ca} = i_{Cb} = I_0/2$. Din relația (3.34) se obține această valoare maximă ca fiind:

$$g_m \mid_M = I_o/4U_T. \tag{3.35}$$

Relația (3.35) pune în evidență faptul că *panta efectivă a unui etaj diferențial este a patra parte din panta unui etaj de amplificare cu un singur tranzistor lucrînd la un curent de colector egal cu* I_o.

3. Tensiunile de ieșire u_{oa} și u_{ob} pot fi calculate în funcție de curenții i_{Ca} și i_{Cb} obținîndu-se:

$$u_{oa} = E_C - i_{Ca}R_C$$

$$u_{ob} = E_C - i_{Cb}R_C.$$

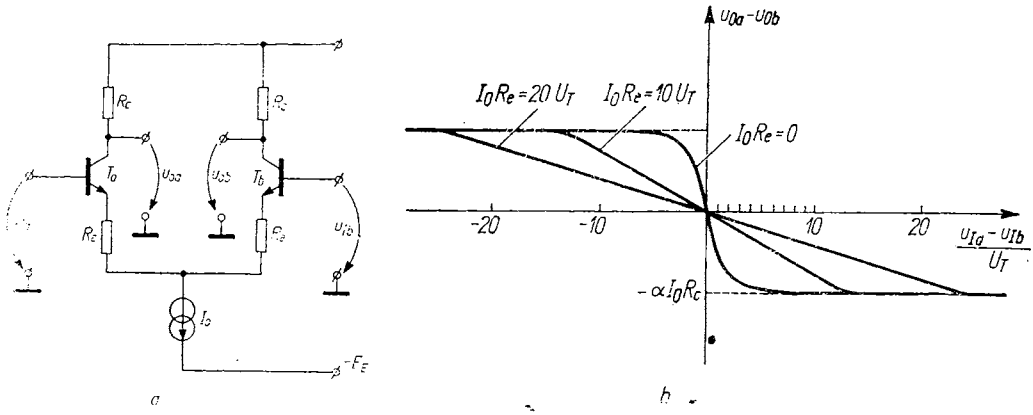
De obicei tensiunea de ieșire care interesează este diferența dintre u_{oa} și u_{ob}. Utilizînd relațiile (3.33) rezultă:

$$u_{oa} - u_{ob} = \alpha I_o R_C \text{th}\,[(u_{Ib} - u_{Ia})/2U_T]. \tag{3.36}$$

În figura 3.12 s-a reprezentat dependența tensiunii de ieșire $u_{oa} - u_{ob}$ de $(u_{Ia} - u_{Ib})/U_T$). Se observă că pentru $u_{Ia} - u_{Ib} = 0$, deci în repaus, tensiunea de ieșire este de asemenea egală cu zero. Aceasta reprezintă un **avantaj important** *al etajului diferențial* permițînd *conectarea directă în cascadă a mai multor etaje, fără introducerea unor tensiuni de decalaj,* adică de dezechilibru, continue.

4. *Extinderea domeniului tensiunilor de intrare pentru care etajul se comportă liniar, se poate realiza prin introducerea în serie cu emitoarele a unor rezistențe,* după cum se arată în figura 3.13, *a*.

Analiza acestui circuit se poate face la fel ca în cazul precedent, conducînd la obținerea unei dependențe a tensiunii de ieșire $u_{oa} - u_{ob}$ de tensiune de intrare $(u_{Ia} - u_{Ib})/U_T$ de forma celei prezentate în figura 3.13, *b*. Se observă că pentru valori relativ ridicate ale rezistențelor R_e, domeniul tensiunilor de intrare corespunzător funcționării liniare se extinde cu aproximativ $I_o R_e$.



a *b*

Fig. 3.13. Etaj de amplificare diferențial prevăzut cu rezistențe în emitoarele tranzistoarelor amplificatoare:
a — schema; b — caracteristica de transfer tensiune-tensiune.

Simultan cu extinderea domeniului de comportare liniară se reduce și panta echivalentă a etajului, în conformitate cu relația (C.37), la valoarea:

$$g_{m\,echiv} = g_m/(1 + g_m R_e), \tag{3.37}$$

unde g_m este panta în ipoteza $R_e = 0$.

3.3.3. COMPORTAREA LA SEMNAL MIC ȘI JOASĂ FRECVENȚĂ A AMPLIFICATOARELOR DIFERENȚIALE CU INTRARE DIFERENȚIALĂ ȘI IEȘIRE DIFERENȚIALĂ

a. Principalii parametri ai amplificatoarelor diferențiale

Pentru a caracteriza funcționarea dinamică în regim sinusoidal a etajelor de amplificare diferențiale, este util să se definească două tipuri de mărimi și anume: *semnale de mod comun* și *semnale de mod diferențial.*

Prin definiție, **tensiunile de mod comun** reprezintă *semisuma tensiunilor măsurate în raport cu masa, în două puncte omoloage ale circuitului.* Similar, **tensiunile de mod diferențial** reprezintă *semidiferența tensiunilor față de masă, în două puncte omoloage ale circuitului.* De obicei semnalele de mod diferențial sînt semnale utile, iar semnalele de mod comun sînt semnale perturbatoare.

Ținînd seama de definițiile anterioare, se pot preciza următoarele mărimi caracteristice unui etaj diferențial:

— *tensiunea de intrare de mod diferențial:*

$$U_{id} = (U_{ia} - U_{ib})/2; \tag{3.38}$$

— *tensiunea de intrare de mod comun:*

$$U_{ic} = (U_{ia} + U_{ib})/2. \tag{3.39}$$

— *tensiunea de ieșire de mod diferențial:*

$$U_{od} = (U_{oa} - U_{ob})/2; \tag{3.40}$$

— *tensiunea de ieșire de mod comun:*

$$U_{oc} = (U_{oa} + U_{ob})/2. \tag{3.41}$$

Similar se pot defini și curenții de intrare și de ieșire de mod diferențial și de mod comun. Acestor tensiuni le corespund patru tipuri de amplificări, definite după cum urmează:

— *amplificarea de mod diferențial:*

$$A_{dd} = U_{od}/U_{id} \text{ pentru } U_{ic} = 0; \tag{3.42}$$

— *amplificarea de mod comun:*

$$A_{cc} = U_{oc}/U_{ic} \text{ pentru } U_{id} = 0; \tag{3.43}$$

— *amplificarea de transfer de la modul diferențial la modul comun:*

$$A_{cd} = U_{oc}/U_{id} \text{ pentru } U_{ic} = 0; \tag{3.44}$$

— *amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial;*

$$A_{dc} = U_{od}/U_{ic} \text{ pentru } U_{id} = 0. \tag{3.45}$$

Deoarece semnalele utile sînt cele de mod diferențial, *etajele de amplificare diferențiale trebuie să maximizeze valoarea amplificării de mod diferențial și să minimizeze valoarea amplificării de mod comun.* Aceasta cu atît mai mult cu cît semnalele de mod comun sînt de obicei cu cîteva ordine de mărime mai mari decît semnalele de mod diferențial și dacă amplificarea de mod comun nu este suficient de mică, apare pericolul supraîncărcării etajului, adică pericolul împingerii tranzistoarelor într-un domeniu de funcționare neliniar.

Capacitatea amplificatoarelor diferențiale de a separa efectul util al tensiunii de intrare de mod diferențial de efectul perturbator al tensiunii de intrare de mod comun se caracterizează prin **factorul de discriminare** F, definit astfel:

$$F = A_{dd}/A_{cc}. \tag{3.46}$$

Amplificările de transfer A_{cd} și A_{dc} reflectă interacțiunea între funcționarea pe modul diferențial și modul comun. Pentru un amplificator perfect simetric ele sînt nule, datorîndu-se în principiu asimetriilor schemei. Cea mai supărătoare este amplificarea în transfer de la modul comun la modul diferențial A_{dc}, deoarece aceasta determină o tensiune de ieșire diferențială datorată unei tensiuni de intrare de mod comun, perturbatoare, care se suprapune peste tensiunea de ieșire diferențială datorată semnalului de intrare diferențial, deci util.

Pentru a caracteriza *capacitatea amplificatorului de a separa tensiunea de ieșire diferențială datorată tensiunii de intrare diferențiale de tensiunea de ieșire diferențială datorată unei tensiuni de intrare de mod comun* se definește **factorul de rejecție a modului comun**:

$$\text{RMC} = A_{dd}/A_{dc}. \tag{3.47}$$

În mod analog se definește și **factorul de rejecție a modului diferențial:**

$$\text{RMD} = A_{cc}/A_{cd}, \tag{3.48}$$

care caracterizează *capacitatea amplificatorului diferențial de a separa tensiunile de ieșire de mod comun datorate tensiunilor de intrare de mod comun, de cele datorate tensiunilor de intrare de mod diferențial.*

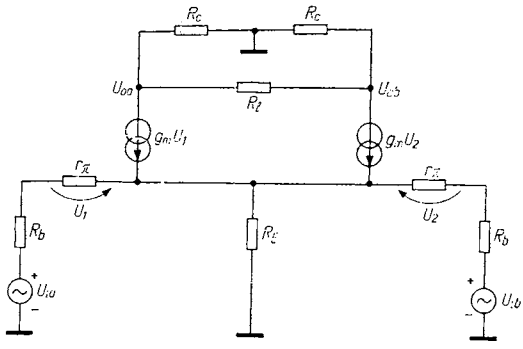


Fig. 3.14. Circuit echivalent de semnal mic și joasă frecvență al unui amplificator diferențial perfect simetric valabil atît pentru funcționarea pe mod diferențial cît și pentru funcționarea pe mod comun.

În funcție de definițiile date, se pot calcula tensiunile de ieșire de mod comun și de mod diferențial ca fiind:

$$U_{oc} = A_{cc}U_{ic} + A_{cd}U_{id} = A_{cc}[U_{ic} + (1/\text{RMD})\, U_{id}] \qquad (3.48)$$

$$U_{od} = A_{dd}U_{id} + A_{dc}U_{ic} = A_{dd}[U_{id} + (1/\text{RMC})\, U_{ic}]. \qquad (3.50)$$

b. Amplificatoare diferențiale perfect simetrice

Pentru a studia funcționarea dinamică a amplificatoarelor diferențiale se consideră mai întîi cazul unor etaje perfect simetrice, deci în care elementele de circuit (rezistoare, tranzistoare etc.) din jumătatea dreaptă sînt riguros identice cu cele din jumătatea stîngă.

Nu este greu de observat avantajele importante pe care le oferă un asemenea circuit perfect simetric. Astfel, dacă $U_{Ia} - U_{Ib} = 0$ (fig. 3.9), adică în lipsa unui semnal diferențial de intrare $U_{oa} = U_{ob}$ și deci $U_{oa} - U_{ob} = 0$. Aceasta înseamnă că *tensiunea de ieșire diferențială este insensibilă atît față de tensiunea de intrare de mod comun, cît și față de eventuale modificări ale temperaturii, surselor de alimentare* etc.

Analiza funcționării amplificatoarelor diferențiale perfect simetrice se face utilizînd teorema bisecțiunii, care constă în a considera amplificatorul diferențial simetric ca fiind constituit din două amplificatoare identice cu intrare simplă și ieșire simplă interconectate în mod corespunzător.

Pentru exemplificare, în figura 3.14 s-a desenat circuitul echivalent de semnal mic și joasă frecvență al amplificatorului diferențial clasic perfect simetric din figura 3.9, *a*, în care pentru simplificare s-au neglijat rezistențele r_x, r_o și r_μ ale tranzistoarelor. Analiza acestui circuit se poate face determinînd separat răspunsul circuitului mai întîi pentru un semnal de intrare de mod diferențial pur și apoi pentru un semnal de intrare de mod comun pur, urmînd ca ulterior rezultatele să se adune conform teoremei superpoziției. Acest mod de abordare a problemei permite o înțelegere mai profundă a funcționării etajului diferențial.

● Se admite mai întîi că **excitarea etajului se face cu un semnal de intrare de mod diferențial pur.** Aceasta înseamnă că pe cele două baze se aplică tensiuni egale în modul, dar de faze opuse, adică $U_{ia} = -U_{ib} = U_{id}$. Pentru analiza circuitului în această situație în figura 3.15 s-a redesenat schema din figura 3.14. Deoarece etajul este perfect simetric, tensiunile egale dar de faze opuse aplicate pe cele două baze vor produce variații ale curenților de colector de asemenea egale în modul, dar de sensuri opuse; ca urmare, variația curentului total prin rezistența R_E va fi zero și deci tensiunea pe emitoarele celor două tranzistoare nu se va modifica deloc; deci, pentru funcționarea

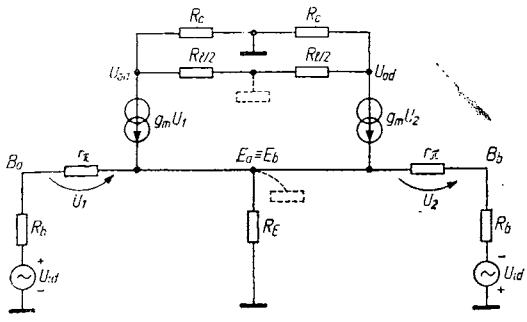


Fig. 3.15. Circuit echivalent de semnal mic al unui amplificator diferențial simetric lucrînd pe mod diferențial pur.

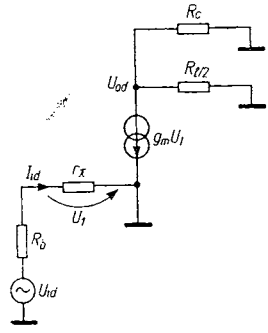


Fig. 3.16. Semicircuit valabil pentru funcționarea pe mod diferențial pur al unui amplificator diferențial perfect simetric.

dinamică acest punct poate fi considerat ca fiind conectat la masă, după cum se indică prin linie punctată în figura 3.15.

Cei doi curenți de colector, avînd variații în antifază, vor produce de asemenea variații în antifază, dar egale în modul, a tensiunilor de colector, adică $U_{oa} = -U_{ob} = U_{od}$, ceea ce înseamnă că tensiunea la jumătatea rezistenței R_l rămîne constantă. Deci și acest punct poate fi considerat punct de masă pentru funcționarea diferențială pură.

Cîștigul în tensiune U_{od}/U_{id} al circuitului poate fi acum calculat utilizînd numai o jumătate a schemei din figura 3.15; acest circuit simplificat prezentat în figura 3.16 poartă denumirea de **semicircuit valabil pentru funcționarea pe modul diferențial pur.**

El poate fi generalizat și pentru studiul comportării în frecvență a etajului diferențial perfect simetric.

Din circuitul reprezentat în figura 3.16 se poate calcula imediat *amplificarea diferențială:*

$$A_{dd} = U_{od}/U_{id} = -\beta(R_c \parallel R_l/2)/(R_b + r_\pi). \qquad (3.51)$$

Deoarece un amplificator diferențial trebuie să aibă o amplificare diferențială cît mai mare, *este de dorit ca rezistența* R_c *să fie* de asemenea *de valoare mare;* aceasta se poate realiza folosind drept rezistență R_c o sursă de curent, avînd una din schemele prezentate în paragraful 3.2.

● Pentru a studia **comportarea etajului diferențial pe mod comun** se consideră o excitare cu o tensiune de mod comun pură, adică $U_{ia} = U_{ib} = U_{ic}$. Circuitul din figura 3.14 se poate redesena în acest caz după cum se arată în figura 3.17; se observă că rezistența R_E a fost înlocuită cu două rezistențe $2R_E$ legate în paralel. Deoarece de data aceasta pe bazele celor două tranzistoare se aplică tensiuni identice atît în modul cît și în fază, variațiile celor doi curenți de colector vor fi identice. De asemenea, datorită simetriei circuitului, curentul i_x prin firul de legătură dintre cele două emitoare este nul și deci comportarea circuitului nu se va schimba deloc dacă acest fir de legătură va fi îndepărtat. Simetria circuitului conduce și la identitatea celor două tensiuni de colector și deci la concluzia că și curentul prin rezistența de sarcină R_l este nul, ceea ce înseamnă că această rezistență poate fi omisă din schemă fără ca funcționarea circuitului să fie afectată. În aceste condiții, circuitul din figura 3.17 se împarte în două semicircuite complet independente.

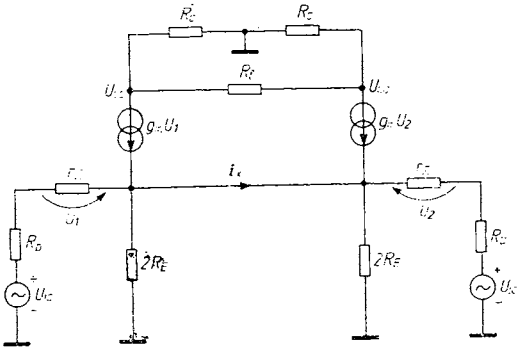


Fig. 3.17. Circuit echivalent de semnal mic al unui amplificator diferențial simetric comandat cu un semnal de intrare de mod comun.

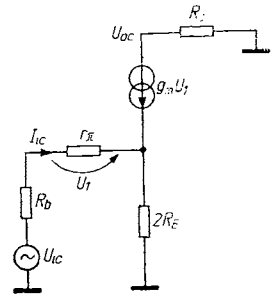


Fig. 3.18. Semicircuit valabil pentru funcționarea pe modul comun pur al unui amplificator diferențial perfect simetric.

Analiza comportării amplificatorului diferențial pe mod comun pur se poate face utilizînd numai o jumătate a circuitului denumit **semicircuit valabil pentru funcționarea pe modul comun** și prezentat în figura 3.18; acest circuit evidențiază faptul că rezistența $2R_E$ introduce o *reacție negativă pentru semnale de intrare de mod comun.*

Utilizînd circuitul din figura 3.18 se poate calcula cu ușurință *amplificarea în tensiune pe modul comun.* Se obține:

$$A_{cc} = U_{oc}/U_{ic} = -\beta R_c/[R_b + r_\pi + (\beta + 1)\, 2R_E]. \tag{3.52}$$

Deoarece, după cum s-a precizat anterior, amplificarea pe mod comun trebuie să fie mică, *este de dorit ca rezistența R_E să fie cît mai mare;* aceasta se poate realiza înlocuind această rezistență cu o sursă de curent avînd una din schemele prezentate în § 3.2.

Dacă $(\beta + 1)\, 2R_E \gg R_b + r_\pi$, atunci relația (3.52) poate fi simplificată rezultînd:

$$A_{cc} \cong -(R_c/2R_E). \tag{3.53}$$

● Deoarece amplificatoarele diferențiale se folosesc frecvent ca etaje de intrare în circuitele integrate liniare, **rezistența** lor **de intrare** reprezintă o altă performanță importantă. Se definesc două rezistențe de intrare: *rezistența de intrare diferențială* și *rezistența de intrare de mod comun.*

Rezistența de intrare diferențială reprezintă *raportul dintre tensiunea de intrare aplicată între cele două intrări diferențiale $U_{ia} - U_{ib}$ și curentul de intrare corespunzător, cînd semnalul de intrare este pur diferențial.* După cum rezultă din relația de definiție (3.38) tensiunea dintre cele două intrări este: $U_{ia} - U_{ib} = 2U_{id}$ și deci, din semicircuitul prezentat în figura 3.16 valabil pentru un etaj diferențial clasic, se obține cu ușurință:

$$R_{id} = (2U_{id}/I_{id}) = 2(R_b + r_\pi). \tag{3.54}$$

Concluzia este că rezistența de intrare diferențială depinde de valoarea rezistenței r_π a tranzistoarelor, care este invers proporțională cu curentul static de colector al tranzistoarelor. Ca urmare, *pentru obținerea unor rezistențe de intrare diferențiale de valoare mare este necesar ca tranzistoarele să lucreze la curenți statici de colector mici.*

Rezistența de intrare de mod comun este prin definiție *raportul dintre tensiunea de intrare de mod comun și curentul corespunzător printr-un singur terminal de intrare în situația în care circuitul este excitat cu un semnal de mod comun pur.* Pentru etajul diferențial studiat se obține cu ușurință din semicircuitul definit în figura 3.18:

$$R_{ic} = (U_{ic}/I_{ic}) = R_b + r_\pi + (\beta + 1)\, 2R_E. \quad (3.55)$$

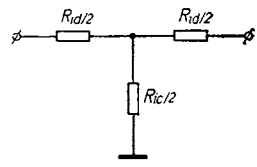


Fig. 3.19. Circuit de intrare echivalent într-un amplificator diferențial.

Dacă amplificatorul diferențial este comandat cu un semnal de mod diferențial și de mod comun, și dacă se ține seama că în mod uzual $R_{ic} \gg R_{id}$, rezistența de intrare poate fi reprezentată sub formă echivalentă simplificată în figura 3.19.

c. Amplificatoare diferențiale cu mici asimetrii

Un circuit practic nu este niciodată perfect simetric și de aceea este important de determinat modul în care existența asimetriilor influențează performanțele circuitului. De exemplu, prezența asimetriilor între cele două jumătăți ale unui amplificator diferențial face ca un semnal de intrare de mod comun să dea naștere unui semnal de ieșire de mod diferențial, adică $A_{dc} \neq 0$ și, invers, un semnal de intrare de mod diferențial să producă un semnal de ieșire de mod comun, adică $A_{cd} \neq 0$.

Dacă există asimetrii în circuit, atunci este evident faptul că nu se mai pot utiliza proprietățile de simetrie ale circuitului, care, așa cum s-a arătat, permit scindarea circuitului în două semicircuite independente, simplificînd substanțial analiza circuitului. Evident, este posibil să se lucreze cu întregul circuit, dar aceasta conduce la calcule deosebit de complexe.

Dacă însă *asimetriile sînt suficient de mici, sub 10%, efectul lor poate fi aproximat prin introducerea unor generatoare de perturbații echivalente într-un circuit perfect simetric,* ceea ce are drept avantaj posibilitatea de *utilizare în continuare a semicircuitelor.* Această metodă de analiză a amplificatoarelor diferențiale cu asimetrii poartă denumirea de **metoda secvențială** și constă în următoarele etape.

1. Se consideră inițial un circuit perfect simetric în care valorile elementelor de circuit sînt valorile medii ale elementelor omoloage din cele două jumătăți ale circuitului. Pe baza acestui circuit perfect simetric se pot calcula în funcție de semnalul de intrare, amplificările A_{dd} sau A_{cc}, utilizînd semicircuitele corespunzătoare modului de funcționare considerat, după cum s-a arătat în § 3.3.3, b.

2. Se determină valoarea curentului mediu prin elementele nesimetrice (r_π, R_b, R_e etc.) corespunzător modului de excitare considerat (mod comun sau mod diferențial).

3. Se presupune că se produce o modificare a circuitului prin care se mărește valoarea unui element de circuit dintr-o jumătate a circuitului peste valoarea medie și se micșorează valoarea elementului omolog din cealaltă jumătate în aceeași măsură. Dacă aceste modificări sînt mici, sub 10%, atunci efectul lor poate fi aproximat prin introducerea unor generatoare de perturbații echivalente în circuitul simetric. Valoarea acestor generatoare de perturbații depinde de asimetria elementelor de circuit și de valoarea medie a curentului prin aceste elemente de circuit.

4. Se stabilește modul de excitare (diferențial sau comun) a circuitului de către aceste generatoare de perturbații.

5. Se calculează pentru modul de excitare stabilit anterior tensiunea de ieșire.

● **Exemplificarea modului de utilizare a metodei secvențiale.** Se consideră din nou etajul diferențial clasic din figura 3.9, *a* în care elementele celor două jumătăți ale schemei sînt identice, cu excepția admitanței g_π, și anume:

$$\begin{aligned} g_{\pi a} &= g_\pi + \Delta g_\pi \\ g_{\pi b} &= g_\pi - \Delta g_\pi. \end{aligned} \tag{3.56}$$

Se determină în continuare efectul acestei asimetrii asupra amplificărilor A_{cc}, A_{cd}, A_{dc} și A_{dd}. În particular, este de așteptat ca amplificările A_{cd} și A_{dc}, care sînt nule pentru un etaj perfect simetric, să aibă în acest caz valori diferite de zero.

Se consideră mai întîi *cazul excitării* acestui etaj *cu un semnal de intrare de mod comun*, etapele de analiză respective fiind indicate în figura 3.20. După cum se observă, în primul rînd se construiește circuitul perfect simetric, corespunzător valorii medii $g_\pi = (g_{\pi a} + g_{\pi b})/2$ și modulului comun de excitare (fig. 3.20, *a*). Curentul mediu prin g_π este:

$$I_{ic} = U_{ic}/[R_b + r_\pi + (\beta + 1)\, 2R_E]. \tag{3.57}$$

Se revine la circuitul asimetric prin introducerea generatoarelor de perturbații $(\Delta g_\pi/g_\pi)I_{ic}$ și $-(\Delta g_\pi/g_\pi)I_{ic}$, după cum se arată în figura 3.20, *b*. Se observă că deoarece acești doi curenți ai generatoarelor de perturbații circulă prin rezistența R_E în sensuri opuse, tensiunea pe emitoare rămîne constantă, ceea ce corespunde excitării etajului pe mod diferențial.

În continuare, pe semicircuitul corespunzător modului de excitare diferențial stabilit anterior, prezentat în figura 3.20, *c*, *se calculează tensiunea de ieșire diferențială*. Se obține:

$$U_{od} = -g_m U_1[R_C \parallel (R_l/2)], \tag{3.58}$$

unde după cum reiese din figura 3.20, *c*:

$$U_1 = (-\Delta g_\pi/g_\pi \cdot I_{ic})\ (r_\pi \parallel R_b), \tag{3.59}$$

deci:

$$U_{od} = (\Delta g_\pi/g_\pi) \cdot [\beta R_b/(r_\pi + R_b)]\,[R_C \parallel (R_l/2)]\, I_{ic}. \tag{3.60}$$

Ținînd seama de relația (3.57) se poate calcula amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial, rezultînd:

$$A_{dc} = U_{od}/U_{ic(U_{id}=0)} = (\Delta g_\pi/g_\pi)\ \beta(R_C \parallel R_l/2)/[R_b + r_\pi + (\beta + 1)\, 2R_E] \cdot R_b/(r_\pi + R_b). \tag{3.61}$$

Expresia (3.61) pune în evidență faptul că pentru micșorarea acestei amplificări trebuie ca disimentria Δg_π să fie cît mai mică și rezistența comună din emitoarele tranzistoarelor cît mai mare.

Amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial poate fi exprimată în funcție de amplificarea de mod comun, ținînd seama de relația (3.52). Se obține:

$$A_{dc} = -(\Delta g_\pi/g_\pi)R_b/(r_\pi + R_b)\ [(R_l/2)/(R_l/2 + R_c)]\, A_{cc}, \tag{3.62}$$

ceea ce arată că:

$$|A_{dc}| < |A_{cc}|, \tag{3.63}$$

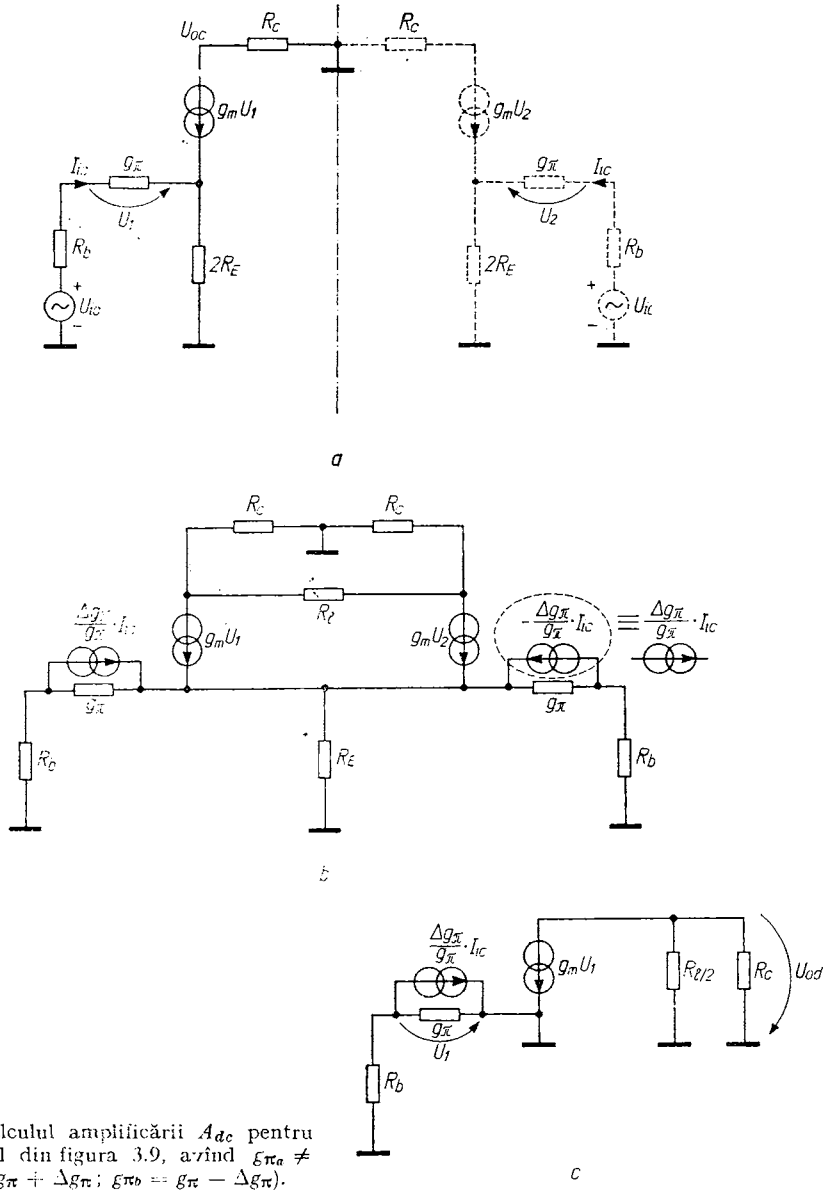


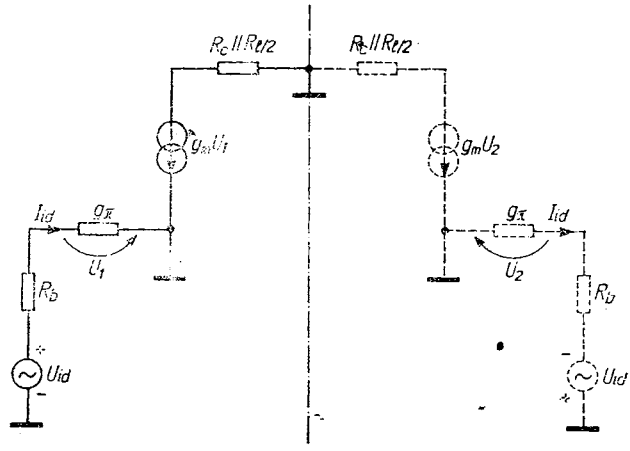
Fig. 3.20. Calculul amplificării A_{dc} pentru amplificatorul din figura 3.9, avînd $g_{\pi a} \neq g_{\pi b}$ ($g_{\pi a} = g_\pi + \Delta g_\pi$; $g_{\pi b} = g_\pi - \Delta g_\pi$).

deoarece în mod uzual:

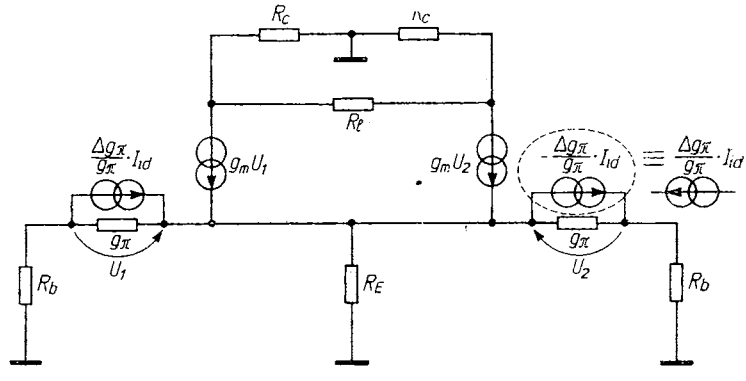
$$(\Delta g_\pi / g_\pi) \ll 1\,;\ R_b/(r_\pi + R_b) \leqslant 1\,;\ (R_l/2)/(R_l/2 + R_C) \leqslant 1.$$

În mod similar se poate calcula și *amplificarea de transfer de la modul diferențial la modul comun*. Pentru același circuit avînd $g_{\pi a} \neq g_{\pi b}$ se consideră în acest caz o excitare de mod diferențial pur. Etapele de calcul sînt indicate în figura 3.21. Mai întîi *se construiește circuitul echivalent simetric corespunzător valorii g_π și modului de excitare diferențial* (fig. 3.21, *a*). Curentul mediu prin g_π este:

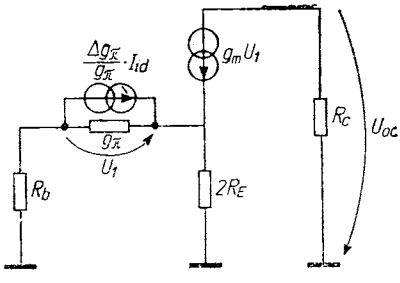
$$I_{id} = U_{id}/(R_b + r_\pi). \tag{3.64}$$



a



b



c

Fig. 3.21. Calculul amplificării A_{cd} pentru amplificatorul diferențial din figura 3.9, *a* având $g_{\pi a} \neq g_{\pi b} (g_{\pi a} = g_\pi + \Delta g_\pi;\ g_{\pi b} = g_\pi - \Delta g_\pi)$.

Se revine la circuitul asimetric prin introducerea generatoarelor de perturbație $(\Delta g_\pi / g_\pi) I_{id}$ și $-(\Delta g_\pi / g_\pi) I_{id}$ (fig. 3.21, *b*).

Se observă că deoarece acești curenți se închid în același sens prin rezistența comună R_E din emitoare, se realizează o excitare pe modul comun a tranzistoarelor. În continuare, pe semicircuitul de mod comun corespunzător

modului de excitare stabilit anterior, *se calculează tensiunea de ieșire*, utilizînd semicircuitul din figura 3.21, *c*. Se obține:

$$U_{oc} = -g_m U_1 R_C. \tag{3.65}$$

Pe ochiul care conține rezistențele R_b, $2R_E$ și r_π se poate scrie:

$$[(\Delta g_\pi/g_\pi)I_{id} + U_1/r_\pi]R_b + U_1 + 2R_E(U_1/r_\pi + \Delta g_\pi/g_\pi I_{id} + g_m U_1) = 0$$

de unde rezultă:

$$U_1 = -(\Delta g_\pi/g_\pi)I_{id}\,(R_b + 2R_E)\,r_\pi/[r_\pi + R_b + 2R_E(\beta + 1)]. \tag{3.66}$$

Înlocuind în relația (3.65) se poate scrie:

$$U_{oc}/I_{id} = (\Delta g_\pi/g_\pi)\,\beta R_C(R_b + 2R_E)/[r_\pi + R_b + 2R_E(\beta + 1)]. \tag{3.67}$$

Ținînd seama de relația (3.64) se poate calcula *amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial*. Se obține:

$$A_{cd} = (U_{oc}/U_{id})\,|_{U_{ic}=0} = (\Delta g_\pi/g_\pi)\,\beta R_c(R_b + 2R_E)/\{(R_b + r_\pi)\,[R_b + r_\pi + (\beta + 1)\,2R_E]\}. \tag{3.68}$$

Amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial poate fi exprimată în funcție de amplificarea de mod diferențial, utilizînd în acest scop relația (3.51). Se obține:

$$A_{cd} = -(\Delta g_\pi/g_\pi)\,(R_l/2 + R_C)/(R_l/2)(R_b + 2R_E)/[R_b + r_\pi + (\beta + 1)2R_E]A_{dd}. \tag{3.69}$$

Deoarece:

$$(\Delta g_\pi/g_\pi) \ll 1 \quad \text{și} \quad (R_b + 2R_E)/[R_b + r_\pi + (\beta + 1)\,2R_E] \ll 1,$$

rezultă că în mod uzual, pentru rezistențe de sarcini R_l nenule:

$$|A_{cd}| \ll |A_{dd}|. \tag{3.70}$$

Desigur, asimetriile altor elemente de circuit, în afară de g_π, vor afecta de asemenea amplificările A_{cd} și A_{dc}. De fapt aceste asimetrii pot eventual să se compenseze reciproc și se poate chiar introduce în mod voit o asimetrie controlabilă pentru a compensa efectul unei asimetrii necontrolabile.

d. Efectul variațiilor surselor de alimentare

Amplificatorul diferențial este, după cum s-a arătat, un amplificator de curent continuu. De aceea pe lîngă efectul asimetriilor între elementele de circuit din cele două jumătăți ale schemei prezentate anterior, analiza acestor amplificatoare trebuie să țină seama de o serie de alte aspecte specifice.

Astfel, pentru un amplificator diferențial folosit ca amplificator de curent continuu, calea de semnal și circuitele de polarizare nu sînt distincte.

Ca urmare, variațiile surselor de alimentare, ca și variațiile temperaturii pot produce efecte care nu pot fi separate de efectele produse de modificarea nivelului de semnal, suprapunîndu-se peste acestea și deci producînd erori care pot fi supărătoare pentru o serie de aplicații pretențioase, cum ar fi amplificatoarele de măsurat, amplificatoarele din osciloscoape etc.

Este important de apreciat ponderea pe care o au aceste efecte în semnalul global de ieșire.

Din acest motiv se analizează în continuare mai întîi efectul variațiilor surselor de alimentare.

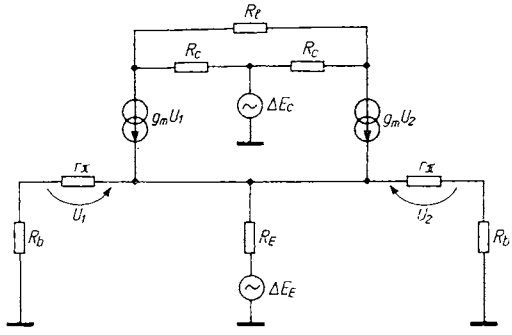


Fig. 3.22. Circuit echivalent de semnal mic pentru calculul efectului variațiilor surselor de alimentare ΔE_C și ΔE_E.

O sursă de alimentare stabilizată, de bună calitate asigură o stabilizare a tensiunii în jur de 0,02%/°C; aceasta înseamnă că pentru o tensiune E_C = = 10V și o variație de temperatură de 10°C, variația tensiunii de alimentare este $\Delta E_o = 20$ mV. Pentru un etaj diferențial perfect simetric, tensiunea de ieșire diferențială $U_{oa} - U_{ob}$ nu este afectată deloc de variațiile surselor de alimentare E_C sau E_E. Încep să apară probleme însă pentru etaje diferențiale asimetrice și pentru etaje diferențiale cu ieșire asimetrică, de exemplu cu ieșire între un colector și masă.

Pentru a analiza efectul variațiilor surselor de alimentare se consideră circuitul echivalent complet de semnal mic al unui amplificator diferențial simetric (fig. 3.22) care include variațiile ΔE_C și ΔE_E sub forma unor generatoare de perturbații.

Se observă că pentru circuitul echivalent considerat, în care s-au neglijat rezistențele r_o și r_μ ale tranzistoarelor, *variația ΔE_C a tensiunii de alimentare E_C produce numai o tensiune de ieșire de mod comun, indiferent dacă amplificatorul este simetric sau asimetric* decarece:

$$\Delta E_C = \Delta U_{oa} = \Delta U_{ob}.$$

Dacă se ține seama de rezistențele r_o și r_μ, ΔE_C poate produce tensiuni de ieșire diferențiale semnificative dacă etajul diferențial are carecare asimetrii. De aceea este necesar ca din acest punct de vedere să se includă în circuitul echivalent și rezistoarele r_o și r_μ, chiar dacă efectul lor asupra amplificării în tensiune este neglijabil.

Variațiile ΔE_E pot produce de asemenea variații ale tensiunilor celor două colectoare, U_{oa} și U_{ob}. Într-adevăr, se observă cu ușurință că ΔE_E este echivalentă cu o tensiune de intrare de mod comun $U_{ic} = \Delta E_E$ și deci pentru etaje diferențiale simetrice ΔE_E produce o tensiune de ieșire de mod comun, iar pentru etaje asimetrice produce atît o tensiune de ieșire de mod comun, cît și o tensiune de ieșire de mod diferențial. Deoarece ΔE_E poate fi mai mare ca tensiunea de intrare diferențială, rezultă necesitatea ca:

$$|A_{dd}| \gg |A_{dc}|,$$

ceea ce implică *necesitatea folosirii unor rezistențe R_E de valoare mare.*

Pentru a caracteriza efectul variației surselor de alimentare se definește **factorul de rejecție al surselor de alimentare,** reprezentînd *raportul dintre variația tensiunii de intrare și variația tensiunii de alimentare care produce aceeași variație a tensiunii de ieșire,* deci:

$$(\Delta U_{io}/\Delta E_C)\cdot|_{U_o = \text{ct.}}$$

e. Efectul variațiilor de temperatură

Ca și în cazul analizei efectului variațiilor surselor de alimentare, și efectul variației temperaturii asupra comportării etajelor diferențiale simetrice sau cu mici asimetrii se poate face prin *introducerea unor generatoare echivalente de perturbații în circuitul echivalent de semnal mic.*

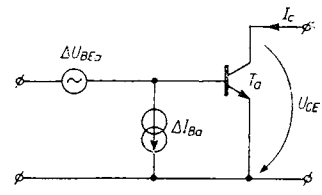


Fig. 3.23. Generatoare de perturbații pentru caracterizarea efectului temperaturii asupra unui tranzistor bipolar.

O alegere convenabilă a generatoarelor de perturbații, care să ilustreze efectul variației temperaturii asupra caracteristicilor statice ale unui tranzistor bipolar, este ilustrată în figura 3.23.

Acest circuit consideră I_C și U_{CE} ca variabile independente, deci a căror valoare este menținută constantă atunci cînd temperatura variază: aceasta înseamnă că generatoarele de perturbații ΔU_{BEa} și ΔI_{Ba} arată cu cît trebuie modificate U_{BE} și I_B pentru a păstra constante mărimile I_C și U_{CE} cînd T variază, deci:

$$\Delta U_{BEa} = \Delta U_{Ta} = (\partial U_{BE}/\partial T)|_{U_{CE},\, I_C}\, \Delta T \qquad (3.71,\, a)$$

$$\Delta I_{Ba} = \Delta I_{Ta} = (\partial I_B/\partial T)\,|_{U_{CE},\, I_C}\, \Delta T. \qquad (3.71,\, b)$$

Avantajul modelului de tranzistor din figura 3.23, prevăzut cu generatoare de perturbații dependente de temperatură numai în circuitul de intrare, constă în aceea că *toate efectele temperaturii asupra caracteristicilor tranzistoarelor*, fiind raportate la intrare, *pot fi comparate cu nivelul semnalului.* Aceasta este cu atît mai important cu cît, după cum s-a mai spus, efectul generatoarelor perturbatoare nu poate fi separat de modificarea nivelului semnalului și deci este necesar ca inginerul proiectant să se asigure că efectul semnalului nu este mascat de efectul temperaturii.

Pentru a determina ΔU_{Ta}, se pornește de la ecuațiile Ebers-Moll și expresia dependenței de temperatură a curentului de saturație I_S.

Explicitînd U_{BE} și efectuînd derivata parțială în raport cu temperatura rezultă pentru un tranzistor *npn*

$$\Delta U_{Ta} = (\partial U_{BE}/\partial T)_{I_c = \mathrm{ct}}\, \Delta T = (U_{BE} - U_{Go})/T \Delta T, \qquad (3.72)$$

unde U_{BE} este tensiunea bază-emitor la temperatura T, iar U_{Go} o constantă care depinde de proprietățile de material ($U_{Go} = W_i/q$, W_i fiind lărgimea benzii interzise a semiconductorului).

Pentru tranzistoare de siliciu *npn*, $U_{Go} = 1{,}205$ V rezultînd că valorile tipice pentru ΔU_T sînt cuprinse între $-2{,}2$ și $-2{,}7$ mV/°C.

Pentru ΔI_T nu se poate deduce o expresie de calcul la fel de precisă ca pentru ΔU_T. Totuși, se poate ajunge la o relație de calcul convenabilă astfel:

$$\Delta I_T = (\partial I_B/\partial T)_{I_C,\, U_{CE} = \mathrm{ct}}\, \Delta T = (\partial/\partial T)\,(I_C/h_{21E})_{I_C,\, U_{CE} = \mathrm{ct}} \Delta T =$$

$$= I_C/(h_{21E})^2\, (\partial h_{21E}/\partial T)\, \Delta T = I_B[(1/h_{21E})\, (\partial h_{21E}/\partial T]\, \Delta T. \qquad (3.73)$$

Expresia (3.73) exprimă mărimea ΔI_T în funcție de variația relativă a lui h_{21E}. Pentru tranzistoare cu siliciu *npn* la nivele moderate de curent și în apropierea temperaturii camerei, h_{21E} crește cu aproximativ 1% pentru o creștere a temperaturii cu 1°C. De exemplu, dacă în punctul static de funcționare $I_B = 100$ nA, atunci $\Delta I_C = 1$ nA/°C.

Ponderea pe care o au generatoarele echivalente de perturbații ΔU_T și ΔI_T asupra funcționării etajului diferențial depinde sensibil de valoarea rezistenței interne a sursei de semnal aplicată la intrare.

3.3.4. ANALIZA COMPORTĂRII ÎN FRECVENȚĂ A AMPLIFICATOARELOR DIFERENȚIALE

Analiza precedentă a etajelor diferențiale s-a referit la calculul performanțelor de joasă frecvență, deci fără a ține seama de efectul capacităților interne ale dispozitivelor active. *Pe măsură* însă *ce frecvența semnalului de intrare crește, efectul elementelor capacitive nu mai poate fi neglijat* (Anexa C). De aceea, în continuare se va analiza comportarea etajului diferențial în domeniul frecvențelor înalte. Pentru aceasta, ca și în cazul analizei de joasă frecvență, se va studia etajul diferențial perfect simetric lucrînd mai întîi pe mod diferențial pur și apoi pe mod comun pur.

a. Comportarea în frecvență a amplificatoarelor diferențiale pentru o excitare pe mod diferențial pur

Pentru a studia comportarea în frecvență pentru o excitare diferențială se folosește semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod diferențial pur. Pentru etajul diferențial clasic din figura 3.24, *a*, acest semicircuit are aspectul din figura 3.24, *b* corespunzînd unui etaj simplu cu emitorul comun: circuitul echivalent, valabil în domeniul frecvențelor înalte, în care s-au neglijat rezistențele r_0 și r_μ ale tranzistorului, este arătat în figura 3.24, *c*, corespunzînd unui etaj simplu realizat cu un tranzistor în conexiunea cu emitorul comun.

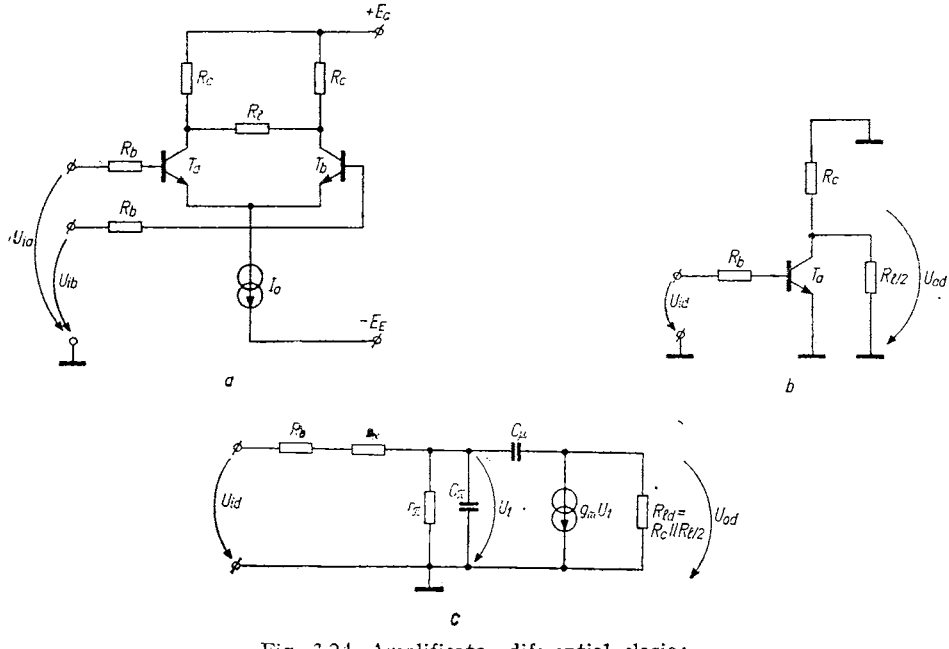


Fig. 3.24. Amplificator diferențial clasic:
a — schema; b — semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod diferențial pur; c — circuitul echivalent de semnal mic valabil pentru funcționarea pe mod diferențial în domeniul frecvențelor înalte.

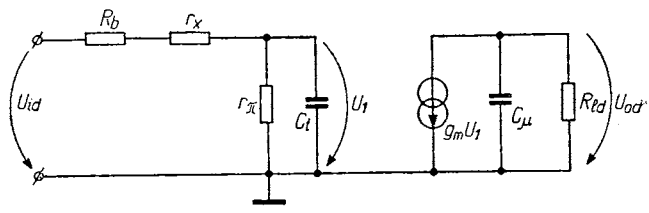


Fig. 3.25. Circuit echivalent unilateralizat de semnal mic corespunzător excitării pe mod diferențial al amplificatorului diferențial clasic.

După cum se arată în anexa C, calculul polului dominant se poate face simplu recurgînd la circuitul echivalent unilateralizat din figura 3.25 în care C_t, numit capacitate **totală de intrare** sau **capacitate Miller,** are expresia:

$$C_t = C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_{td}). \tag{3.74}$$

Frecvența limită superioară a amplificatorului din figura 3.25 poate fi calculată prin simpla observare a circuitului cu ajutorul *metodei constantelor de timp de gol* (anexa C). Se obține:

$$\omega_s = 1/\{r_\pi \parallel (r_x + R_b)\,[C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_{td})] + C_\mu R_{td}\}. \tag{3.75}$$

Amplificarea în tensiune a etajului, în domeniul frecvențelor joase este:

$$A_{dd} = U_{od}/U_{id} = -(\beta R_{td})/(R_b + r_x + r_\pi). \tag{3.76}$$

Se observă că *valoarea rezistenței sursei de semnal* R_b *controlează atît cîștigul amplificatorului, cît și lărgimea de bandă,* după cum se arată în figura 3.26. Într-adevăr, pentru amplificatoare cu cîștiguri mari, capacitatea reflectată la intrare prin efect Miller, $C_\mu(1 + g_m R_{td})$ este mare și dacă etajul este comandat de la o sursă cu rezistență R_b mare, constanta de timp asociată acestei capacități va determina frecvența limită a etajului. Dacă rezistența sursei de semnal este mică, atunci trebuie să se țină seama de constanta de timp datorată rezistenței de sarcină, R_{td} și condensatorului C_μ care o șuntează.

Efectul Miller asupra condensatorului C_μ *poate fi înlăturat prin* **neutrodinare**; în acest scop se recurge la circuitul din figura 3.27, *a* în care s-au introdus condensatoarele reglabile de neutrodinare, C_{ba} și C_{ab}.

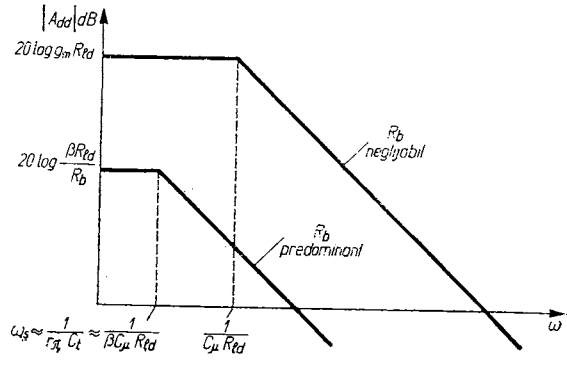


Fig. 3.26. Efectul rezistenței sursei de semnal R_b asupra caracteristicii de frecvență a unui etaj diferențial.

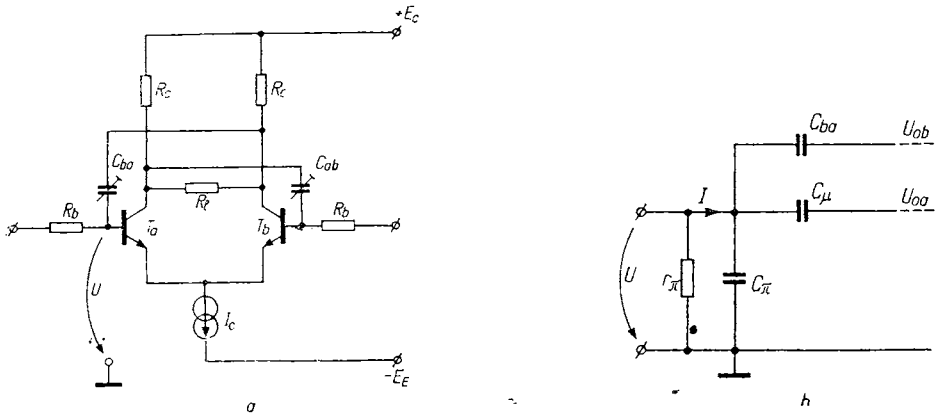


Fig. 3.27. Amplificator diferențial prevăzut cu capacități de neutrodinare pentru reducerea efectului Miller:

a — schema; b — circuitul echivalent simplificat de semnal mic.

Pentru a determina capacitatea totală de intrare în această situație, se calculează componenta capacitivă a curentului de intrare folosind circuitul echivalent simplificat de semnal mic din figura 3.27, *b*. Se obține:

$$I = sC_\pi U + sC_\mu(U - U_{oa}) + sC_{ba}(U - U_{ob}). \tag{3.77}$$

Deoarece pentru un amplificator diferențial simetric excitat cu semnal diferențial pur $U_{oa} = -U_{ob}$ și dacă $C_{ba} = C_\mu$ rezultă:

$$I = sC_\pi U + 2sC_\mu U,$$

deci *valoarea totală a capacității de intrare* este:

$$C'_{tot} = (I/sU) = C_\pi + 2C_\mu, \tag{3.78}$$

mult mai mică decît valoarea dată de relația (3.74), *permițînd lărgirea benzii de frecvență a amplificatorului.*

b. Comportarea în frecvență a amplificatoarelor diferențiale pentru excitare pe mod comun pur

În § 3.3,a, s-a definit amplificarea pe mod comun A_{cc}, precizîndu-se necesitatea obținerii unor valori mici pentru această amplificare, astfel încît amplificatorul să elimine semnalele aplicate simultan pe cele două intrări. Aceste semnale comune pot avea componente de frecvență înalte, rezultînd deci necesitatea analizei comportării în frecvență pentru funcționarea pe mod comun.

Pentru studiul răspunsului în frecvență corespunzător unei excitări de mod comun se folosește semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod comun din figura 3.28, *a*, în care R_E și C_E reprezintă rezistența și capacitatea de ieșire a sursei de curent din emitoarele tranzistoarelor etajului diferențial. Deoarece în semicircuitul corespunzător funcționării pe mod comun impedanțele comune celor două tranzistoare se dublează, R_E și C_E au devenit $2R_E$ și $C_E/2$. Studiul comportării în frecvență a acestui circuit se poate face utilizînd circuitul echivalent de semnal mic din figura 3.28, *b*, în care s-au inclus elementele $2R_E$ și $C_E/2$, deoarece, datorită constantei de timp mici, asociate acestui grup ele intervin în domeniul frecvențelor înalte; analiza completă a

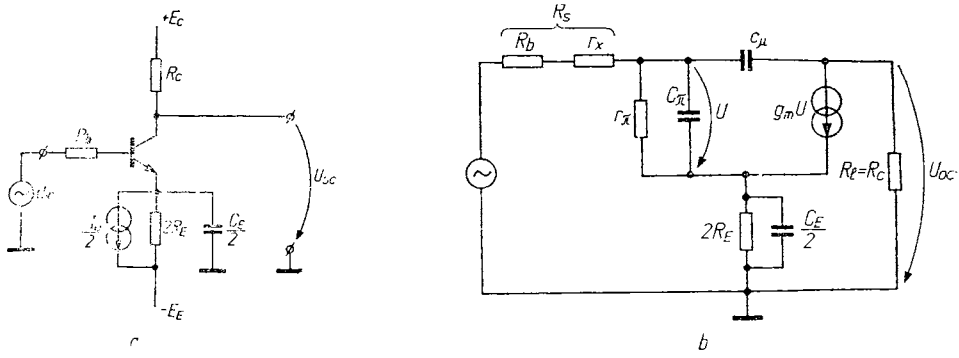


Fig. 3.28. Semicircuitul valabil pentru funcționarea pe modul comun pur (*a*) și circuitul echivalent de semnal mic valabil pentru funcționarea pe modul comun în domeniul frecvențelor înalte (*b*).

circuitului din figura 3.28, *b* este laborioasă și deci un calcul manual este nejustificat. Făcînd însă unele aproximații, se pot sublinia unele aspecte importante. Astfel, *un rol esențial asupra comportării în frecvență a etajului îl are grupul* $2R_E$ *în paralel cu* $C_E/2$. R_E, reprezentînd rezistența de ieșire a sursei de curent, are valori ridicate (de exemplu 5 MΩ). Condensatorul C_E însă are valori scăzute, fiind determinate de capacitatea parazită de ieșire a tranzistorului din sursa de curent (de exemplu 2 pF).

Grupul $2R_E \parallel (C_E/2)$ *introduce un zero în funcția de transfer* $A_u = U_{oc}/U_{ic}$ la frecvența complexă:

$$z = -1/(R_E C_E), \tag{3.79}$$

adică la frecvența la care se anulează admitanța $2R_E$ în paralel cu $C_E/2$ ceea ce corespunde întreruperii circuitului de intrare determinînd anularea tensiunii de ieșire.

Pentru valorile considerate, acest zero corespunde frecvenței $1/(R_E C_E) =$ = 16 kHz, deci o frecvență nu prea ridicată. *Existența acestui zero* în funcția de transfer *la o frecvență relativ mică este supărătoare* pentru funcționarea amplificatorului diferențial *deoarece mărește amplificarea pe mod comun* cu o pantă de +20 dB/dec începînd de la frecvența $1/(R_E C_E)$, ori, după cum s-a precizat, *amplificarea pe mod comun trebuie să fie cît mai mică*. Creșterea amplificării pe mod comun nu se continuă nedefinit din cauza polilor funcției de transfer. Existența acestora face ca pentru frecvențe foarte ridicate, din cauza reacției negative puternice a circuitului, amplificarea să înceapă din nou să cadă.

Este interesant de apreciat în continuare dependența factorului de discriminare $F = A_{dd}/A_{cc}$ de frecvență. Această mărime începe să scadă la frecvența la care A_{cc} începe să crească. Scăderea se accentuează și mai mult de la frecvența la care A_{dd} începe să scadă la rîndul său. Această discuție calitativă privind comportarea în frecvență a etajului diferențial evidențiază faptul că *amplificatorul diferențial rejectează prost semnalele de frecvențe ridicate.*

Pentru **îmbunătățirea factorului de discriminare** a etajelor diferențiale o soluție constă în *utilizarea unor circuite prevăzute cu reacție negativă pe modul comun* (fig. 3.29). Aceste scheme reduc valoarea amplificării pe modul comun, mărind astfel factorul de discriminare. Pentru a evidenția aceasta, se consideră amplificatorul diferențial din figura 3.29, *a*,prevăzut cu o reacție

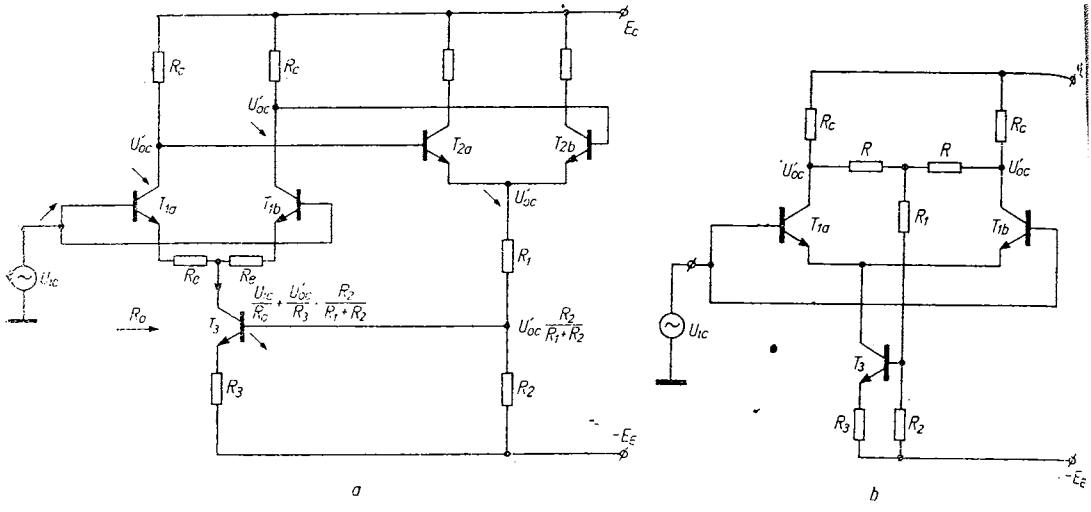


Fig. 3.29. Amplificatoare diferențiale cu reacție negativă pe mod comun.

negativă pe mod comun introdusă în circuitul de polarizare a bazei tranzistorului din sursa de curent. În acest circuit tensiunea pe emitoarele tranzistoarelor celui de al doilea etaj diferențial este cu bună aproximație egală cu tensiunea de ieșire de mod comun a primului etaj. Această tensiune, divizată prin $R_2/(R_1 + R_2)$ ($\beta R_3 \gg R_2$), se aplică pe baza tranzistorului T_3 al sursei de curent, producînd o modificare cu $(U'_{oc}/R_3)\,[R_2/(R_1 + R_2]$ a curentului de colector U_{ic}/R_o a acestui tranzistor, după cum se arată și în figură. Deoarece U'_{oc} și U_{ic} sînt în antifază, curentul de reacție se opune curentului determinat de tensiunea de intrare de mod comun pe rezistența de ieșire R_o a sursei de curent, realizînd deci o reacție negativă pe mod comun.

Curentul de colector al tranzistorului T_3 se divide în două prin cele două tranzistoare T_{1a} și T_{1b}. Considerînd $\alpha = 1$, rezultă:

$$I_{C1} = I_{C1a} = I_{C1b} = 1/2[U_{ic}/R_o + (U'_{oc}/R_3)\,R_2/(R_1 + R_2)]. \qquad (3.80)$$

Pe de altă parte, ținînd seama că tensiunea de mod comun pe colectoarele tranzistoarelor T_{1a} și T_{1b} este $U_{oc'}$, se poate scrie:

$$I_{C1} = I_{C1a} = I_{C1b} = (-U_{oc'}/R_l), \qquad (3.81)$$

unde:

$$R_l = R_C \,\|\, [2\beta(R_1 + R_2)] \qquad (3.82)$$

pentru $\beta R_3 \gg R_2$.

Egalînd expresiile (3.80) și (3.81) rezultă expresia de calcul a amplificării de mod comun în prezența reacției negative:

$$A'_{cc} = U'_{oc}/U_{ic} = -(R_l/2R_O)/\{1 + R_2R_l/[(R_1 + R_2)\,R_3]\}. \qquad (3.83)$$

Dar $-(R_l/2R_o)$ reprezintă cu bună aproximație amplificarea pe mod comun în lipsa reacției negative. Deci:

$$A_{cc} = -(R_l/2R_o), \qquad (3.84)$$

ceea ce permite rescrierea relației (3.83) sub forma:

$$A'_{cc} = A_{cc}/\{1 + R_l R_2/[(R_1 + R_2)\, R_3]\}. \tag{3.85}$$

Dacă $2\beta(R_1 + R_2) \ll R_C$, atunci în conformitate cu (3.82):

$$R_l \cong 2\beta(R_1 + R_2) \tag{3.86}$$

și deci din relația (3.85) rezultă:

$$A'_{cc} = A_{cc}/[1 + (2\beta R_2)/R_3]. \tag{3.87}$$

Expresia (3.87) pune în evidență *reducerea amplificării A'_{cc} în prezența reacției, comparativ cu valoarea sa A_{cc} în lipsa reacției.*

Circuitul din figura 3.29, *b* reprezintă o variantă a circuitului din figura 3.29, *a*, în care polarizarea bazei tranzistorului T_3 se face tot de la tensiunea de ieșire de mod comun obținută în punctul median al unei rezistențe conectate între colectoarele tranzistoarelor amplificatoare. Calculul circuitului se face deci similar ca în cazul precedent.

3.3.5. ETAJE DIFERENȚIALE CU INTRARE DIFERENȚIALĂ ȘI IEȘIRE ASIMETRICĂ

a, Efectul ieșirii asimetrice asupra amplificării în tensiune de mod diferențial

Se consideră etajul diferențial clasic din figura 3.30, excitat cu un semnal de intrare de mod diferențial pur, pentru care semnalul de ieșire se culege între colectorul tranzistorului T_a și masă.

Amplificarea în tensiune a acestui etaj este:

$$A_{ds} = U_{oa}/U_i. \tag{3.88}$$

Deoarece conform relațiilor de definiție (3.38) și (3.40):

$$U_{oa} = U_{od} \tag{3.89}$$

$$U_i = 2U_{id},$$

rezultă că amplificarea etajului diferențal cu ieșire simplă este:

$$A_{ds} = U_{od}/2U_{id} = (1/2)A_{dd} = (-1/2)\, g_m R_l, \tag{3.90}$$

unde A_{dd} reprezintă amplificarea diferențială U_{od}/U_{id} a etajului considerat. Deci, amplificarea unui semnal de intrare diferențial în cazul ieșirii simple se reduce la jumătate din valoarea amplificării diferențiale a etajului. Această *reducere a amplificării la jumătate din valoarea disponibilă reprezintă* **un neajuns** *al amplificatoarelor diferențiale cu ieșire asimetrică.*

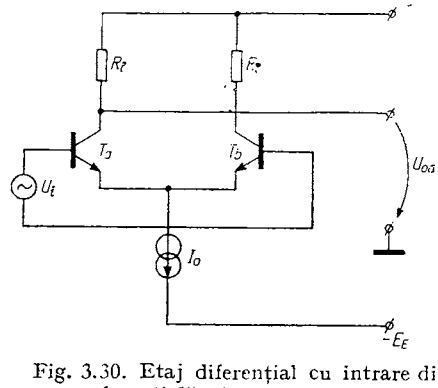


Fig. 3.30. Etaj diferențial cu intrare diferențială și ieșire simplă.

Pentru remedierea acestui inconvenient există o serie de posibilități.

● În figura 3.31, *a*, se prezintă o metodă elegantă de soluționare a aces-

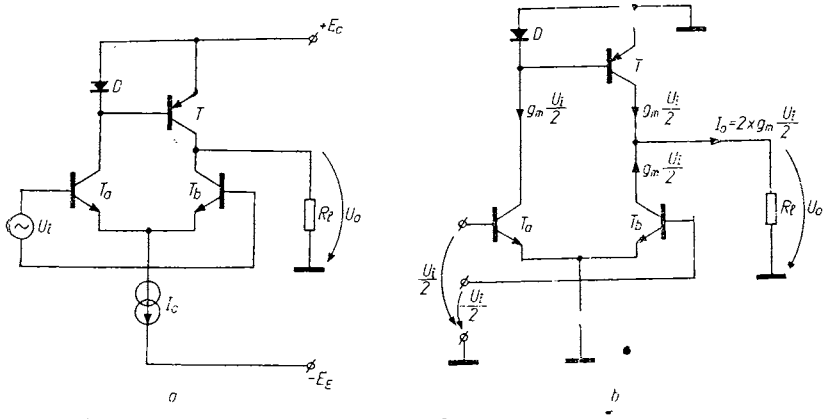


Fig. 3.31. Amplificator diferențial cu ieșire simplă utilizînd drept sarcină o oglindă de curent în colectoarele tranzistoarelor amplificatoare:
a — schema; b — circuitul de curent alternativ valabil pentru excitarea pe mod diferențial.

tei probleme, constînd în **utilizarea unei oglinzi de curent** *de tip diodă-tranzistor în colectoarele tranzistoarelor etajului diferențial.*

Pentru explicarea funcționării schemei, în figura 3.31, *b*, s-a reprezentat circuitul de curent alternativ corespunzător excitării etajului pe mod diferențial. După cum se arată și în figură, excitarea diferențială a etajului corespunde aplicării a două semnale egale și în antifază $+(U_i/2)$ și $-(U_i/2)$ pe cele două baze. Neglijînd rezistențele r_o și r_μ ale tranzistoarelor rezultă că prin aplicarea tensiunii $+(U_i/2)$ pe baza tranzitorului T_a, în colectorul său se obține o variație a curentului de valoare $g_m U_i/2$ avînd sensul din figură, care se regăsește cu aceeași valoare și același sens în colectorul tranzistorului T, datorită oglinzii de curent realizată de configurația diodă-tranzistor.

Aplicarea tensiunii $-(U_i/2)$ pe baza tranzitorului T_b produce o variație a curentului său de colector de valoare $g_m U_i/2$, deci egală în modul cu variația curentului de colector al tranzistorului, T_a, dar de sens opus acesteia, după cum se arată în figura 3.31, *b*.

Se obține astfel în nodul de ieșire:

$$I_o = 2g_m(U_i/2) = g_m U_i \tag{3.91}$$

și deci tensiunea de ieșire:

$$U_o = I_o R_l = g_m R_l U_i.$$

Ca urmare, *amplificarea în tensiune a etajului* este:

$$A_{ds} = U_o/U_i = g_m R_l, \tag{3.92}$$

deci *egală în modul cu amplificarea diferențială a etajului*, deși ieșirea este asimetrică.

● Altă posibilitate de obținere integrală a tensiunii de ieșire diferențiale, în condițiile folosirii unei ieșiri simple, se bazează pe **utilizarea unei reacții locale.** Această soluție, folosită de exemplu la amplificatorul operațional integrat μA 709, este ilustrată în figura 3.32, *a*. Ieșirea din amplificatorul diferențial de bază se face asimetric, între colectorul tranzistorului T_2 și masă.

Pentru explicarea funcționării etajului, schema a fost redesenată ca în figura 3.32, *b*, în care *A* este un amplificator inversor conținînd tranzistoarele

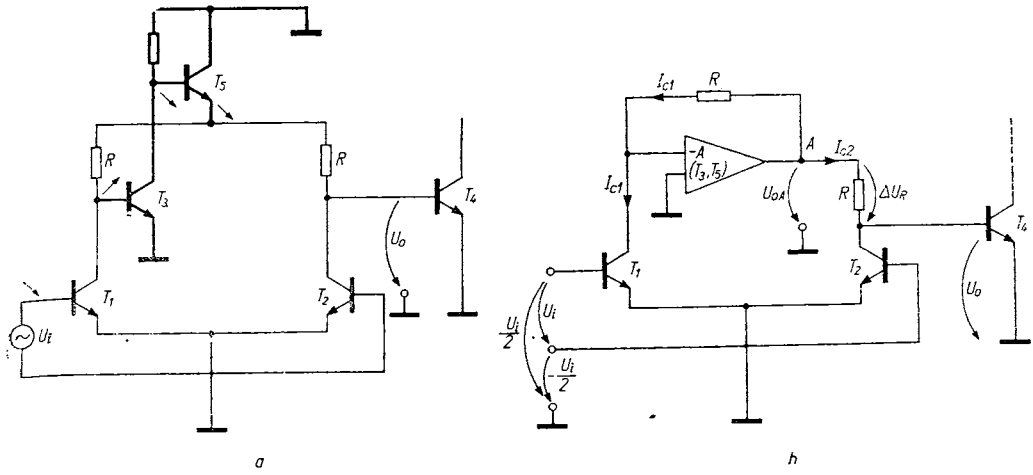


Fig. 3.32. Amplificator diferențial cu reacție negativă locală pentru refacerea valorii amplificării diferențiale în condițiile unei ieșiri simple:
a — schema de curent alternativ corespunzătoare excitării diferențiale; b — varianta simplificată.

T_3, T_5. Excitarea diferențială a etajului determină variații în antifază a celor doi curenți de colector

$$I_{c1} = g_m(U_i/2) \tag{3.93}$$
$$I_{c2} = -g_m(U_i/2).$$

Tensiunea de ieșire, reprezentînd variația tensiunii față de masă pe baza tranzistorului T_4, este:

$$U_o = U_{B4} = U_{oA} - \Delta U_R, \tag{3.94}$$

unde ΔU_R este variația căderii de tensiune la bornele rezistenței R din colectorul lui T_2.

Ținînd seama de relația (3.93) se obține:

$$U_o = I_{c1}R - I_{c2}R = R[g_m(U_i/2) + g_m(U_i/2)] = g_m R U_i \tag{3.95}$$

și deci *tensiunea de ieșire U_o este egală cu tensiunea diferențială totală de ieșire care s-ar obține din amplificatorul realizat cu tranzistoarele T_1T_2 în lipsa reacției negative locale.*

b, Efectul ieșirii asimetrice asupra factorului de rejecție a modului comun

Factorul de rejecție a modului comun care, după cum s-a arătat în § 3.3.3, caracterizează capacitatea amplificatorului de a separa tensiunile de ieșire datorate tensiunilor de intrare de mod diferențial de cele datorate tensiunilor de intrare de mod comun, va avea, în cazul ieșirii asimetrice, următoarea expresie:

$$\mathrm{RMC_s} = (U'_{oa}/U_{id})/(U''_{oa}/U_{ic}), \tag{3.96}$$

unde $U_{oa'}$ este tensiunea față de masă pe colectorul tranzitorului T_a în cazul cînd amplificatorul este comandat diferențial la intrare, iar U''_{oa} tensiunea față de masă pentru comanda pe mod comun la intrare.

Din relațiile de definiție (3.42) și (3.44) rezultă:

$$U'_{oa} = U_{id}(A_{dd} + A_{cd}) \tag{3.97}$$

iar din relațiile (3.43) și (3.45):

$$U''_{oa} = U_{cc}(A_{cc} + A_{dc}). \tag{3.98}$$

Înlocuind în expresia (3.96) rezultă:

$$\mathrm{RMC_s} = (A_{dd} + A_{cd})/(A_{cc} + A_{dc}) \tag{3.99}$$

și deoarece, conform relației (3.70) $|A_{dd}| \gg |A_{cc}|$, rezultă:

$$\mathrm{RMC_s} = A_{dd}/[A_{cc}(1 + A_{dc}/A_{cc})]\,. \tag{3.100, a}$$

sau

$$\mathrm{RMC_s} = A_{dd}/[A_{cc}(1 + K)], \tag{3.100, b}$$

unde $K = A_{dc}/A_{cc}$. Deoarece $A_{dc} < A_{cc}$ se poate considera, cu bună aproximație, că rejecția modului comun a unui amplificator diferențial cu ieșire asimetrică este:

$$\mathrm{RMC_s} \cong A_{dd}/A_{cc}. \tag{3.101}$$

Este evident faptul că *în comparație cu ieșirea diferențială, rejecția modului comun se înrăutățește.* Într-adevăr, deoarece factorul de rejecție a modului comun este pentru o ieșire diferențială: $\mathrm{RMC} = A_{dd}/A_{dc}$ rezultă imediat:

$$(\mathrm{RMC_s})/(\mathrm{RMC}) \cong A_{dc}/A_{cc} < 1. \tag{3.102}$$

3.4. ETAJE DE DEPLASARE A NIVELULUI DE CURENT CONTINUU

În general etajele constitutive ale circuitelor integrate liniare sînt cuplate între ele în curent continuu, datorită imposibilității de a folosi condensatoare de cuplare de valori mari. Aceasta implică asigurarea prin proiectare a compatibilității nivelului de curent continuu de la ieșirea unui etaj cu cel de la intrarea în etajul următor.

Pentru asigurarea compatibilității nivelelor de curent continuu simultan cu obținerea unor excursii mari, apropiate de valoarea sursei de alimentare a tensiunii de ieșire, se folosesc între etajele de amplificare **etaje de deplasare a nivelului de curent continuu.** Aceste etaje *au rolul de a coborî nivelele de ieșire în curent continuu cu minimum de atenuare a nivelului de semnal.* În general, un astfel de etaj se folosește și ca etaj tampon unilateral între etajele de amplificare succesive ceea ce înseamnă că, pe lîngă *o amplificare cît mai apropiată de unitate,* i se cere *o impedanță de intrare mare și o impedanță de ieșire mică* pentru a preveni încărcarea între etaje.

● Cel mai simplu etaj de deplasare a nivelului de curent continuu este **circuitul pasiv,** avînd schema de principiu din figura 3.33, *a.*

Factorul de transfer în tensiune este:

$$A_u = Z_2/(Z_1 + Z_2), \tag{2.103}$$

unde:

$$Z_1 = R_1/(1 + j\omega R_1 C_1) \tag{3.104, a}$$

$$Z_2 = R_2/(1 + j\omega R_2 C_2). \tag{3.105, b}$$

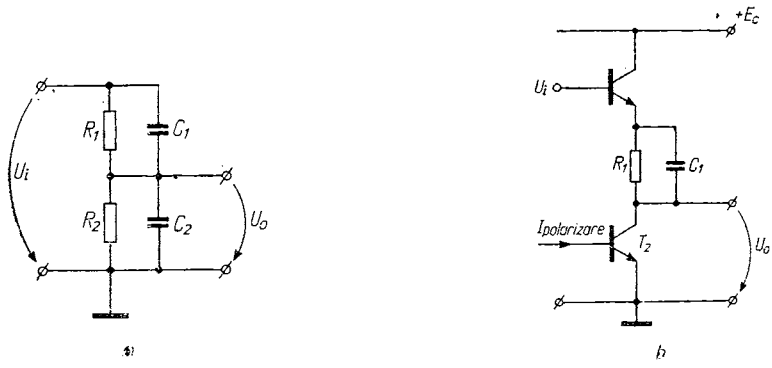


Fig. 3.33. Etaj rezistiv de deplasare a nivelului de curent continuu;
a — schema de principiu; b — variantă de realizare în tehnologie monolitică.

Deoarece A_u trebuie să fie cît mai apropiat de unitate rezultă necesitatea ca Z_2 să fie mult mai mare decît Z_1; de asemenea, pentru a asigura funcționarea într-o bandă cît mai largă trebuie ca:

$$R_2 \gg R_1$$

$$C_1 \gg C_2,$$

ceea ce conduce implicit la $A_u = 1$.

Aceste condiții pot fi îndeplinite recurgînd la varianta de schemă din figura 3.33, *b*, în care impedanța Z_2 este impedanța de ieșire a tranzistorului T_2; această variantă asigură pentru R_2 și C_2 valori de 5 MΩ, respectiv 0,5 pF, ceea ce, ținînd seama de condițiile impuse anterior, conduce la valori pentru R_1 și C_1 de 10 pînă la 20 kΩ, respectiv 15 pînă la 30 p F. Valori mai mici pentru R_1 conduc la un consum excesiv de curent, iar valori mai mici pentru C_1 reduc lărgimea de bandă a circuitului.

● O altă metodă principială de deplasare a nivelului de curent continuu constă în **utilizarea unei diode Zenner** după cum se arată în figura 3.34, *a*. Ca diodă Zenner se folosește în mod normal joncțiunea bază emitor a unui tranzistor polarizată invers, ceea ce asigură o cădere de tensiune de ordinul 6—7 V. Multiplii ai acestei căderi de tensiune se pot obține prin legarea în cascadă a mai multor diode. Comparativ cu etajul rezistiv anterior, *această schemă asigură o rezistență de ieșire mai mică și o lărgime de bandă mai mare.* Fiind însă inflexibilă în raport cu sursa de alimentare și avînd un zgomot mai mare, această metodă de deplasare se folosește pentru circuite lucrînd în comutație, de exemplu comparatoare și amplificatoare de sens.

● În figura 3.34, *b*, este prezentat un **circuit care folosește ambele principii** prezentate anterior; circuitul conține o diodă Zenner și un multiplicator rezistiv.

Neglijînd curentul de bază al tranzistorului T_1 se poate scrie:

$$U_i = U_o = (1 + R_1/R_2)\,(U_Z + U_{BE\,on}). \qquad (3.106)$$

Dacă se urmărește obținerea unei benzi mai largi de frecvență se adaugă condensatorul C_1. Față de circuitul precedent, un asemenea etaj permite obținerea unui nivel de deplasare reglabil prin divizorul R_1/R_2.

● Cea mai utilizată metodă de deplasare a nivelului de curent continuu se bazează pe **folosirea tranzistoarelor** *pnp*. În figura 3.35, se arată două variante de scheme bazate pe această metodă.

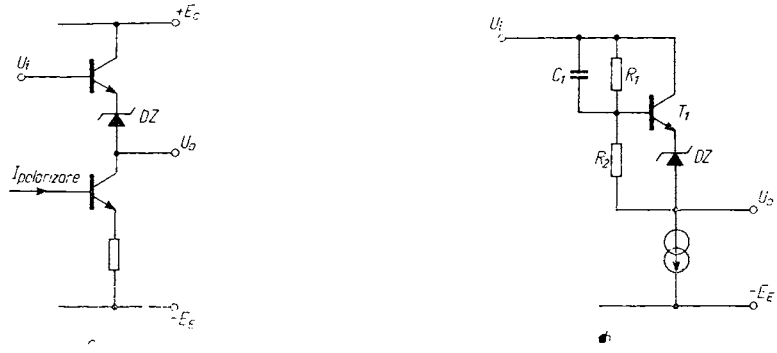


Fig. 3.34. Circuitul de deplasare a nivelului de curent continuu folosind o diodă Zener (*a*); circuitul de deplasare a nivelului de curent continuu folosind o diodă Zener și multiplicator rezistiv (*b*).

De exemplu, pentru circuitul din figura 3.35, *a*, deplasarea nivelului de curent continuu între colectorul tranzistorului T_1 și baza tranzistorului T_3 se face prin intermediul tensiunii bază-colector a tranzistorului *pnp* T_2.

În figura 3.35, *b*, se prezintă o altă variantă de schemă în care etajele amplificatoare sînt realizate alternativ cu tranzistoare *npn* (T_1) și *pnp* (T_2). Tranzistoarele T_3 și T_4 sînt sarcini active de tipul celor prezentate anterior.

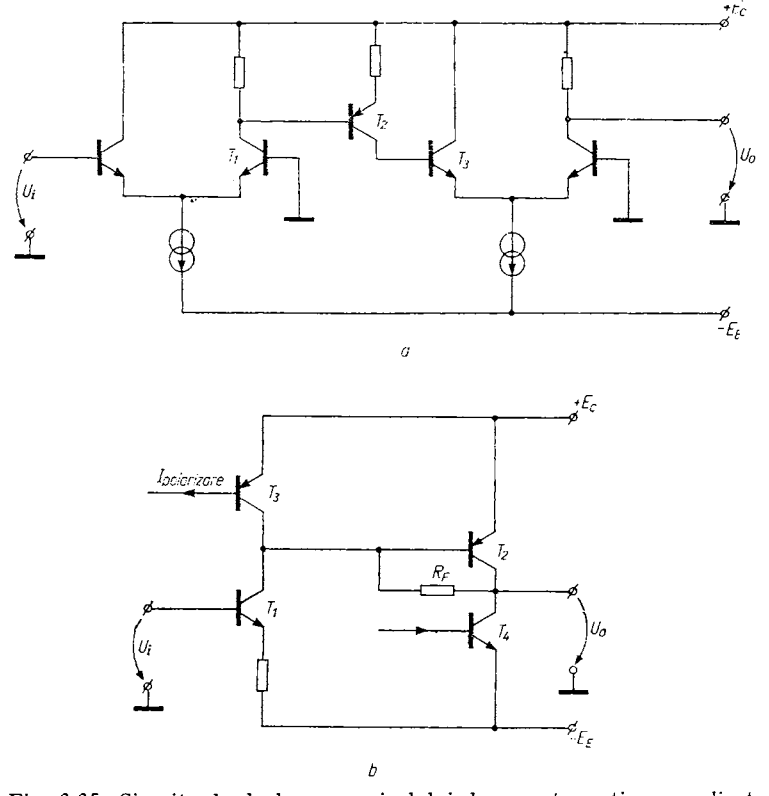


Fig. 3.35. Circuite de deplasare a nivelului de curent continuu realizate cu tranzistoare *pnp*.

Avantajele acestei metode sînt următoarele:

— deplasarea nivelului de curent continuu poate avea orice valoare pînă la tensiunea de străpungere a tranzistorului *pnp*;

— o relativă independență față de modificările surselor de alimentare utilizînd reacții negative pe curent continuu.

Un *dezavantaj al metodei* este acela că tranzistoarele *pnp*, realizate prin tehnologie monolitică, au un răspuns prost în frecvență ($f_T \simeq 1$ MHz). În circuitele audio și de joasă frecvență aceasta însă nu reprezintă un inconvenient. Dacă se dorește îmbunătățirea răspunsului în frecvență se pot folosi de exemplu tranzistoarele *pnp* în configurația cu baza la masă, după cum se exemplifică în capitolul următor.

3.5. ETAJE DE IEȘIRE (ETAJE FINALE)

3.5.1. CONSIDERAȚII GENERALE

Etajele de ieșire ale circuitelor integrate liniare diferă relativ puțin de etajele de ieșire convenționale, adică realizate cu componente discrete, prin restricțiile generale impuse de tehnologia monolitică. Aceste etaje trebuie să îndeplinească o serie de cerințe. Cea mai **importantă cerință** este aceea de *a debita puterea specificată în sarcină, în condițiile unui nivel acceptabil de distorsiuni*. De asemenea, aceste etaje trebuie să aibă *o impedanță de ieșire cît mai mică*, pentru ca funcționarea lor să fie cît mai puțin afectată de valoarea rezistenței de sarcină.

Etajele finale trebuie să îndeplinească aceste condiții esențiale simultan cu *disiparea unei puteri minime și asigurarea unei lărgimi de bandă proprii*, care să nu limiteze răspunsul în frecvență al întregului circuit integrat liniar. În plus, etajele finale trebuie *să permită cuplarea comodă a sarcinii, o bună separare a sarcinii de circuitul integrat* și, în unele cazuri, *o deplasare a nivelului de curent continuu*.

În continuare se prezintă și se analizează sumar cele mai reprezentative tipuri de etaje finale cu funcționare în clasă A, AB și B folosite în circuitele integrate liniare.

Spre deosebire de etajele studiate anterior, *etajele finale sînt etaje de semnal mare* și ca urmare apar o serie de particularități. Astfel:

— trebuie să se țină seama de limitările introduse în dispozitivele active: puteri, tensiuni, curenți maximi, tensiuni și curenți minimi;

— trebuie să se țină seama de neliniaritățile dispozitivelor active; reducerea efectului acestor neliniarități se poate face fie printr-o reacție negativă puternică, fie combinînd două dispozitive active astfel încît efectele neliniarităților să fie opuse și deci să se compenseze reciproc;

— circuitele de polarizare și stabilizare a punctelor statice de funcționare să nu determine pierderi mari de putere, pentru a nu reduce nejustificat randamentul etajului;

— unele etaje de ieșiri necesită un etaj prefinal defazor pentru obținerea a două semnale în antifază necesare pentru excitare.

3.5.2. ETAJE DE IEȘIRE CLASA A

a. Repetorul pe emitor ca etaj de ieșire

În cazurile în care puterea necesară în sarcină este mică, se poate folosi drept etaj de ieșire un repetor pe emitor avînd schema de principiu din

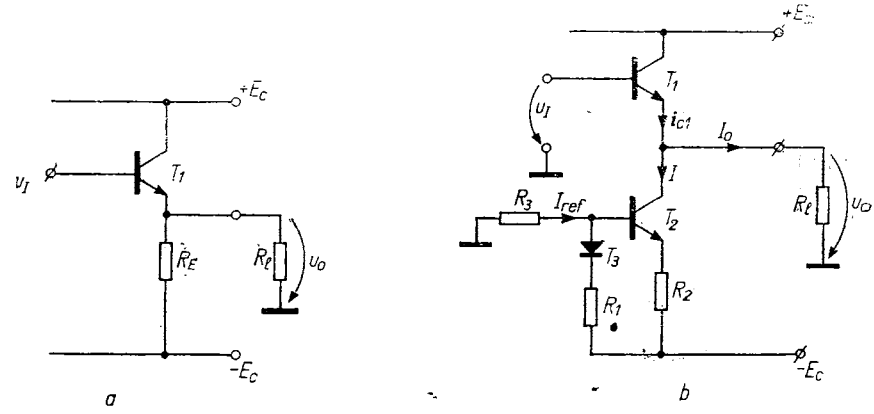


Fig. 3.36. Etaje de ieșire clasă A, de tip repetor pe emitor.

figura 3.36, *a*, în care s-au considerat pentru simplificarea analizei valori egale în modul pentru cele două surse de alimentare.

Rezistența din emitor R_E se înlocuiește de obicei cu o sursă de curent, după cum se arată în figura 3.36, *b*. De altfel, schema din figura 3.36, *b* este frecvent folosită deoarece, pe lîngă faptul că după cum s-a mai precizat este mai indicată din punct de vedere tehnologic, asigură și o polarizare mai ușoară a tranzistorului final.

● **Funcționare.** Deoarece în absența semnalului tensiunea de ieșire u_o trebuie să fie zero și curentul de ieșire i_o trebuie să fie zero; tranzistorul T_1 lucrează deci cu un curent static de colector egal cu cel al sursei de curent, adică $I_C = I$ și tensiune colector-emitor $U_{CE} = E_C$. Ca urmare, tensiunea de intrare u_I va trebui să aibă o componentă de curent continuu de valoare U_{BE1} care să permită obținerea tensiunii de ieșire de repaus $U_o = 0$ V.

Pentru explicarea funcționării schemei se consideră caracteristicile de ieșire $i_{C1} = f(u_{CE1})$ ale tranzistorului T_1, din figura 3.37, în care s-au desenat trei drepte de sarcină dinamice diferite trecînd prin punctul static de funcționare $Q(I, E_C)$. Aceste drepte de sarcină corespund rezistențelor de sarcină R_{l1}, R_{l2} și R_{l3} de valori diferite; se consideră că la trasarea acestor drepte de sarcină dinamice s-a ținut seama ca tensiunea colector-emitor și puterea disipată de tranzistoare să nu depășească valorile maxime admisibile. Cînd u_I

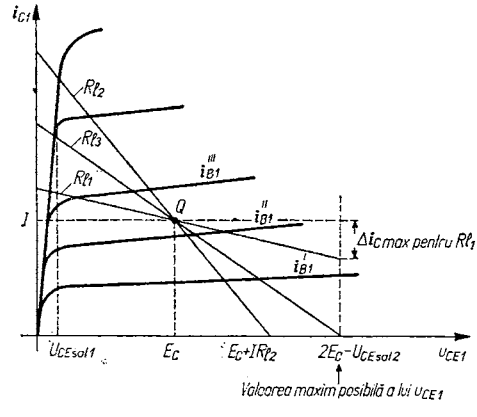


Fig. 3.37. Drepte de sarcină dinamică în planul caracteristicilor de ieșire $i_C = f(u_{CE})$ ale tranzistorului T_1 din repetorul pe emitor din figura 3.36, *b*.

variază, punctul de funcționare se deplasează în sus și în jos pe aceste drepte de sarcină dinamice.

Astfel, *cînd tensiunea de intrare u_I crește*, tensiunea de ieșire crește de asemenea urmărind tensiunea de intrare pînă ce $u_o = E_C - U_{CE\,sat\,1}$ și deci implicit u_{CE} scade pînă ce tranzistorul T_1 ajunge în saturație, după cum reiese din figură. Dacă u_I continuă să crească tensiunea de ieșire se limitează la valoarea $E_C - U_{CE\,sat\,1}$. De observat că valoarea tensiunii de intrare $u_I = u_{BE1} + u_o$ necesară pentru a aduce tranzistorul T_1 în saturație este mai mare decît valoarea sursei de alimentare E_C deoarece $u_{BE1} > U_{CE1\,sat}$. În consecință, în circuitele practice, *etajele prefinale limitează de obicei excursia pozitivă a tensiunii de ieșire*, deoarece ele nu pot să furnizeze de obicei o tensiune mai mare decît E_C în baza tranzistorului final.

Cînd tensiunea de intrare u_I scade, curentul prin tranzistorul T_1 scade de asemenea. Aceasta înseamnă că, deoarece curentul prin T_2 trebuie să rămînă la valoarea I, sursa de curent constant va „trage" un curent $-I_o$ din sarcină. Tensiunea u_{CE1} crește, existînd în continuare două posibilități:

— dacă R_l este mare, de exemplu $R_l = R_{l1}$, u_{CE1} poate crește pînă la saturarea tranzistorului T_2; neglijînd căderea de tensiune pe rezistența R_2, tensiunea de ieșire u_o are valoarea $-E_C + U_{CE\,sat\,2}$, căreia îi corespunde valoarea maximă posibilă a tensiunii $u_{CE1} = 2E_C - U_{CE\,sat\,2}$;

— dacă R_l este mic, de exemplu R_{l2}, comanda negativă aplicată pe baza lui T_1 poate determina blocarea tranzistorului T_1. În această situație curentul „tras" din sarcină trebuie să egaleze curentul sursei de curent I și deci valoarea negativă maximă a tensiunii de ieșire este $U_o = -IR_{l2}$.

Ca urmare, tensiunea u_{CE1} maximă este în acest caz $E_C + IR_{l2}$, după cum se arată în figura 3.37. Rezultă deci că pentru $R_l = R_{l2}$ etajul va produce o distorsionare puternică a semnalului de intrare pentru amplitudini ale acestuia mai mari decît aproximativ IR_{l2}.

Revenind la figura 3.37 se observă că excursia maximă atît a tensiunii de ieșire cît și a curentului de ieșire corespunde unei sarcini avînd valoarea particulară:

$$R_l = R_{l3} = (E_C - U_{CE\,sat})/I.$$

Caracteristica de transfer. Deoarece, după cum s-a spus, etajele de ieșire sînt etaje de semnal mare, este necesară determinarea caracteristicii de transfer care poate furniza informații importante privind liniaritatea circuitului și implicit a distorsiunilor introduse de aceasta.

Din figura 3.36, *b*, rezultă:

$$u_I = u_{BE1} + u_o, \tag{3.107}$$

unde:

$$u_{BE1} = U_T \ln (i_{C1}/I_S) \tag{3.108}$$

iar

$$i_{C1} = I + (u_o/R_l). \tag{3.109}$$

Din relațiile (3.107)—(3.109) rezultă:

$$u_I = U_T \ln [(I + u_o/R_l)/I_S] + u_o, \tag{3.110}$$

expresie neliniară care determină relația de legătură între u_o și u_I cînd tranzistoarele T_1 și T_2 lucrează în regiunea activă normală. Primul termen al acestei relații reprezintă căderea de tensiune pe joncțiunea emitor bază a tran-

zistorului. Pentru sarcini îndeplinind condiția: $u_o/R_l \ll I$, deci pentru rezistențe de sarcină mari, se poate scrie:

$$U_T \ln [(I + u_o/R_l)/I_S] \cong U_T \ln (I/I_S) = U_{BE1}, \tag{3.111}$$

unde U_{BE1} reprezintă tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_1.

Dacă este îndeplinită condiția (3.111), relația (3.110) devine:

$$u_I = U_{BE1} + u_o, \tag{3.112}$$

ceea ce arată, după cum se vede și din figura 3.38, o *dependență liniară între tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire*. Acest rezultat era de altfel de așteptat, avînd în vedere reacția negativă puternică a repetorului pe emitor. Folosind rezultatele obținute anterior se poate preciza că excursia maximă pozitivă a tensiunii de ieșire nedistorsionate este $E_C - U_{CE\,sat\,1}$, iar excursia maximă negativă $-E_C + U_{CE\,sat\,2}$, situație care corespunde rezistenței de sarcină R_{l3}.

b. Relații energetice

Dacă etajul final este excitat cu semnal sinusoidal, puterea disipată de către elementele circuitului va varia în timp. Interesează în continuare atît puterea disipată instantanee, cît și puterea disipată medie. *Puterea disipată instantanee trebuie luată în considerație pentru cazul unor frecvențe foarte joase*, cînd temperatura joncțiunilor tranzistoarelor poate urmări variația puterii instantanee disipate de către dispozitive.

Pentru semnale de frecvență relativ ridicate, corespunzătoare unor perioade mici comparativ cu constantele de timp termice ale tranzistoarelor, temperatura joncțiunilor tranzistoarelor nu va varia semnificativ pe durata unei perioade, ceea ce înseamnă că *mărimea importantă* în acest caz *este puterea medie disipată* de către dispozitive. De asemenea, puterea debitată de etaj în sarcină deci *puterea utilă*, este de obicei specificată tot ca *valoare medie*.

După cum s-a arătat anterior, această putere de ieșire medie are o valoare maximă pentru o rezistență de sarcină:

$$R_l = (E_C - U_{CE\,sat})/I \cong E_C/I,$$

I fiind curentul sursei de curent; de aceea în continuare se va analiza această situație.

Evident, puterea disipată în diferitele elemente ale schemei depinde de nivelul semnalului, care poate să varieze de la zero pînă la valoarea maximă accesibilă, $E_C - E_{CE\,sat} \cong E_C$. Pentru a deduce relațiile generale de calcul

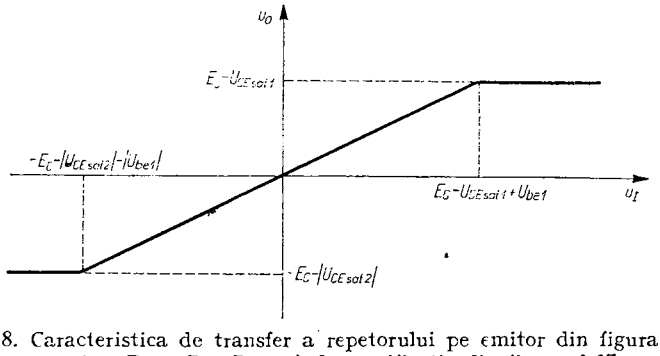


Fig. 3.38. Caracteristica de transfer a repetorului pe emitor din figura 3.36, *b* pentru $R_l = R_{l3}$, R_{l3} avînd semnificația din figura 3.37.

valabile indiferent de nivelul semnalului, se notează amplitudinea tensiunii de ieşire:

$$U_o = KE_C, \tag{3.113, a}$$

unde mărimea K, numită *factor de utilizare a tensiunii de alimentare*, este definită pe domeniul [0; 1]; valoarea $K = 0$ corespunde lipsei excitaţiei, iar valoarea $K = 1$ corespunde semnalului de ieşire maxim nedistorsionat, în ipoteza neglijării tensiunii colector emitor de saturaţie, deci pentru $U_{CE\,sat} = 0$.

Similar, amplitudinea curentului de ieşire este:

$$I_o = U_o/R_l = KE_C/R_l$$

sau ţinînd seama că $E_C \cong R_l I$,

$$I_o = KI. \tag{3.113, b}$$

● În continuare *se calculează valoarea puterii disipate de către tranzistorul* T_1. Valoarea instantanee a puterii disipate este

$$p_{D1} = u_{CE1} i_{C1}.$$

Pentru un semnal de intrare sinusoidal această putere este:

$$p_{D1} = (E_C - U_o \sin \omega t)(I + I_0 \sin \omega t).$$

Ţinînd seama de relaţiile (3.113, *a*) şi (3.113, *b*) rezultă că puterea disipată instantanee are expresia:

$$p_{D1} = E_C I(1 - K^2 \sin^2 \omega t) = E_C I[1 - K^2(1 - \cos 2\omega t)/2] =$$

$$= E_C I[(1 - K^2/2) + (K^2/2) \cos 2\omega t] \tag{3.114, a}$$

şi deci o evoluţie în timp avînd aspectul din figura 3.39. *d*.

Variaţia în timp a puterii disipate instantanee de către tranzistorul T_1 arată că valoarea maximă a acestei puteri apare pentru $u_{CE1} = E_C$ şi $i_{C1} = I$ corespunzînd punctului median al dreptei de sarcină $R_l = E_C/I$, notată cu R_{l3} în figura 3.37; după cum se observă din relaţia (3.114), în cazul particular al rezistenţei de sarcină $R_l = R_{l3} = E_C/I$ valoarea instantanee maximă a puterii disipate este egală cu valoarea puterii disipate în repaus.

Rezultatele pot fi generalizate pentru rezistenţe de sarcină diferite de R_{l3}. Se vede uşor că în general *puterea instantanee disipată maximă corespunde punctului median al dreptei de sarcină dinamice.*

Valoarea medie a puterii disipate de tranzistorul T_1 este:

$$P_{D1} = E_C I[1 - K^2/2 + K^2/2 \int_0^T \cos 2\omega t \, dt] = E_C I(1 - K^2/2). \tag{3.114, b}$$

Deoarece $E_C I$ reprezintă puterea disipată de tranzistorul T_1 în repaus, rezultă că în prezenţa semnalului de intrare el va disipa o putere medie mai mică depinzînd pătratic de K; pentru $K = 1$, *valoarea puterii medii disipate se înjumătăţeşte în raport cu puterea disipată în repaus.* Deci, puterea medie maximă disipată de tranzistorul T_1 corespunde situaţiei de repaus.

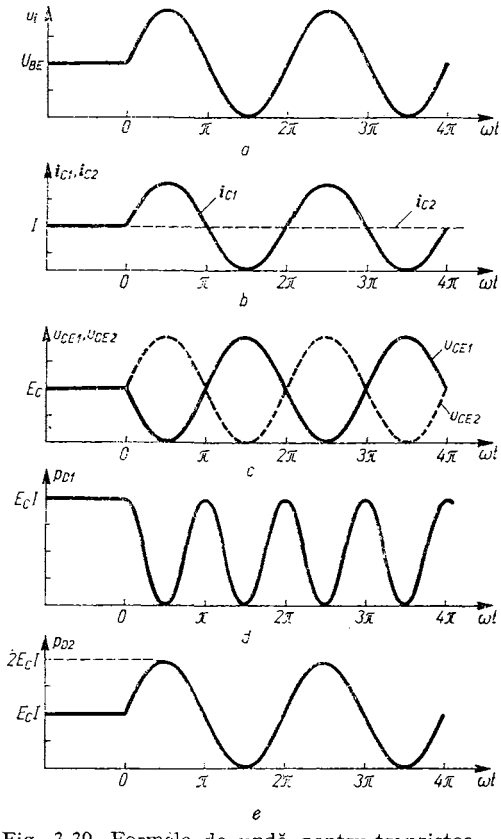


Fig. 3.39. Formele de undă pentru tranzistoarele T_1 și T_2 pentru $R_l = E_C/I$ considerînd $U_{CE\,sat} = 0$ și $K = 1$:

a — tensiunea de intrare; b — curenții de colector; c — tensiunea colector-emitor; d — puterea disipată de tranzistorul T_1; e — puterea disipată de tranzistorul T_2.

● Se procedează similar și pentru *calculul puterii disipate de către tranzisorul* T_2 al sursei de curent. În acest caz, *puterea disipată instantaneu* este:

$$p_{D2} = i_{C2}u_{CE2} = IE_C(1 + K \sin \omega t), \tag{3.115}$$

căreia îi corespunde o evoluție în timp avînd aspectul din figura 3.39, *e*.

Valoarea medie a puterii disipate de tranzistorul T_2 este:

$$P_{L2} = IE_C\left(1 + K\int_0^T \sin \omega t \, dt\right) = \\ = IE_C, \tag{3.116}$$

deci *puterea disipată medie de către tranzistorul* T_2 *este constantă și egală cu valoarea sa de repaus* IE_C.

● *Se determină* în continuare *puterea absorbită de la cele două surse de alimentare* în condițiile excitării etajului cu un semnal sinusoidal.

Curentul prin sursa negativă $-E_C$ fiind constant și egal cu I, iar curentul prin sursa pozitivă $+E_C$ fiind $I + KI \sin \omega t$, rezultă *expresia puterii instantanee absorbită* de la cele două surse de alimentare:

$$p_A = E_C I + E_C(I + KI \sin \omega t) = \\ = E_C I\,(2 + K \sin \omega t). \tag{3.117}$$

Valoarea medie a puterii absorbite de la sursele de alimentare este:

$$P_A = E_C I\int_0^T (2 + K \sin \omega t)\, dt = 2E_C I. \tag{3.118}$$

Se observă că valoarea medie a puterii absorbite *este constantă*, independentă de K, deci de nivelul semnalului de intrare și *egală cu valoarea puterii absorbite în repaus*.

● *Puterea utilă medie debitată în rezistența de sarcină* este:

$$P_U = (1/2)(U_o I_o)$$

sau ținînd seama de notațiile (3.113):

$$P_U = (1/2)\,(K^2 E_C I). \tag{3.119, a}$$

Ea se poate exprima în funcție de puterea totală absorbită definită de relația (3.118) astfel:

$$P_U = (1/4)\,(K^2 P_A). \tag{3.119, b}$$

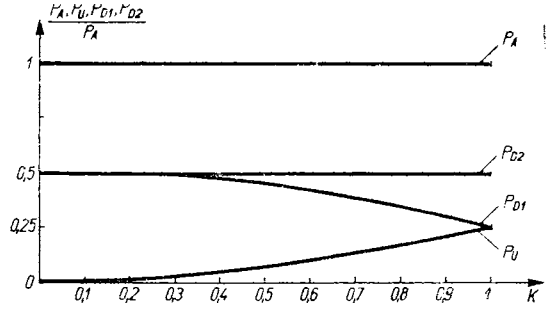


Fig. 3.40. Dependența valorilor medii ale puterii absorbite, puterii utile și puterilor disipate de cele două tranzistoare în funcție de factorul de utilizare a tensiunii de alimentare $K(0 \leqslant K \leqslant 1)$.

și deci depinde pătratic de valoarea factorului de utilizare a tensiunii de alimentare, K, avînd valoarea maximă:

$$P_{U\,max} = 0{,}25\ P_A. \tag{3.120}$$

Pe baza relațiilor (3.118) și (3.119) se poate calcula *randamentul etajului*;

$$\eta = (P_U/P_A) = (1/4)\,K^2 = 0{,}25\ K^2, \tag{3.121}$$

avînd deci o *valoare maximă de* 25% pentru $K = 1$.

Pentru a aprecia efectul nivelului semnalului de intrare asupra funcționării etajului în figura 3.40 s-a reprezentat dependența mărimilor P_A, P_U, P_{D1} și P_{D2}, normate prin P_A, în funcție de factorul de utilizare a tensiunii de alimentare.

c. Repetor pe emitor cu performanțe îmbunătățite

Unul din **principalele dezavantaje** ale utilizării repetorului pe emitor ca etaj de ieșire este *amplificarea* sa *în tensiune subunitară*. Acest inconvenient poate fi depășit utilizînd *schema repetorului pe emitor cu reacție pozitivă* din figura 3.41, frecvent folosit ca etaj de ieșire în circuite liniare.

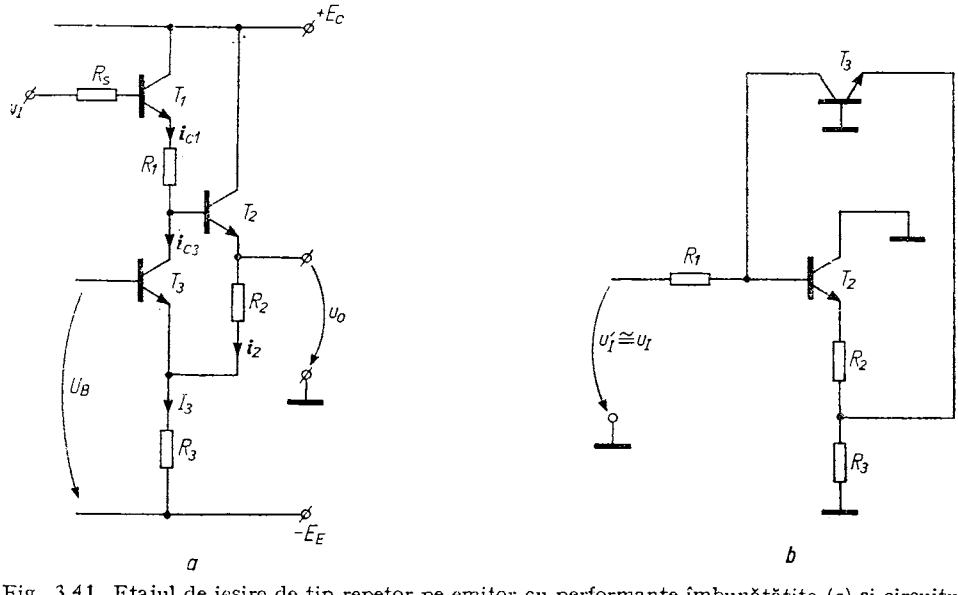


Fig. 3.41. Etajul de ieșire de tip repetor pe emitor cu performanțe îmbunătățite (*a*) și circuitul de curent alternativ punînd în evidență amplificatorul de bază și circuitul de reacție (*b*).

Conectarea tranzistorului T_3 între ieșirea tranzistorului T_2 și baza sa realizează reacția pozitivă care are drept rezultat creșterea amplificării în tensiune a etajului. Aceasta se poate demonstra rezolvînd circuitul ca circuit cu reacție; în acest scop, circuitul poate fi redesenat ca în figura 3.41, *b*.

Evidențierea amplificării supraunitare a schemei poate fi făcută însă mai simplu în felul următor. Dacă $E_C \gg u_{BE3}$, căderea de tensiune pe rezistența R_3 poate fi considerată constantă și deci curentul prin R_3 este de asemenea constant. Creșterea tensiunii de intrare u_I determină creșterea tensiunii bazei tranzistorului T_2(T_3 avînd o impedanță de ieșire foarte mare). Aceasta va determina creșterea tensiunii de ieșire u_o și implicit a curentului i_2. Dar, deoarece I_3 este relativ constant, i_{C3} va trebui să scadă. Aceasta tinde să crească și mai mult tensiunea bazei tranzistorului T_2, realizînd deci efectul de reacție pozitivă care asigură creșterea amplificării în tensiune.

Pentru calculul acestei amplificări se poate scrie (fig. 3.41, *a*):

$$I_3 = (U_B - U_{BE3})/R_3 = \text{constant}$$

și deci:

$$i_2 + i_{C3} = I_3 = \text{constant}.$$

Ca urmare:

$$\Delta i_{C3} = -\Delta i_2 = -(\Delta u_o)/R_2. \tag{3.122}$$

Pe de altă parte:

$$u_o = u_I - u_{BE1} - R_1 i_{C1} - u_{BE2}$$

și deci:

$$\Delta u_o \cong \Delta u_I - R_1 \Delta i_{C1}, \tag{3.123}$$

neglijînd variațiile tensiunilor Δu_{BE1} și Δu_{BE2}.
Deoarece:

$$\Delta i_{C1} \cong \Delta i_{C3}$$

din relațiile (3.122) și (3.123) se obține:

$$A_u = (\Delta u_o)/(\Delta u_I) = 1/(1 - R_1/R_2). \tag{3.124}$$

Un etaj de ieșire avînd schema din figura 3.41, *a* are amplificatorul operațional μA 702, pentru care $R_1/R_2 = 4/5$, ceea ce conduce la o amplificare în tensiune $A_u = 5$.

Etajele de ieșire analizate mai înainte, în care *tranzistorul amplificator conduce curent*, adică lucrează în regiunea activă normală, *pe întreaga perioadă a semnalului de intrare*, poartă denumirea de **etaje de ieșire clasă A.**

Există o serie de alte etaje de ieșire clasă A avînd în esență proprietăți diferite de ale repetorului pe emitor studiat. Comun tuturor acestor etaje finale cu un tranzistor amplificator și rezistența de sarcină cuplată direct sau eventual prin condensator este *randamentul maxim de 25%*.

3.5.3. ETAJE DE IEȘIRE CONTRATIMP CLASA B

a. Etaje de ieșire contratimp clasă B cu tranzistoare complementare în conexiunea cu colectorul comun

Etajele de ieșire clasă A, examinate mai înainte au două dezavantaje majore: pe de o parte randamentul lor este mic și pe de altă parte puterea disi-

pată în repaus, adică în lipsa semnului este mare, ceea ce conduce în cele din urmă la necesitatea unor chipuri de arie mare și deci la creșterea prețului circuitelor integrate care folosesc etaje de ieșire de acest tip.

Ambele dezavantaje pot fi eliminate prin utilizarea etajelor de ieșire contratimp clasă B care *au randamente mai mari*, valoarea teoretică maximă fiind de 78,5% *și* totodată *un consum de curent practic nul în repaus*. În esență, etajele de ieșire contratimp clasă B folosesc două dispozitive active lucrînd în clasă B, deci blocate în lipsa semnalului de intrare. Prin aplicarea unui semnal sinusoidal la intrare, cele două dispozitive conduc pe rînd, cîte unul în fiecare alternanță, ceea ce determină de altfel și denumirea lor de etaje contratimp.

Schema tipică a unui etaj de ieșire contratimp clasă B utilizat în circuite integrate liniare este prezentată în figura 3.42; ea conține două tranzistoare complementare, unul *npn* și celălalt *pnp*, ambele lucrînd în conexiunea cu colectorul comun.

● **Caracteristica de transfer.** Pentru etajul din figura 3.42 caracteristica de transfer $u_o = f(u_I)$ este reprezentată în figura 3.43. Cînd tensiunea aplicată la intrare este nulă, u_o este de asemenea zero; ambele tranzistoare sînt blocate, avînd $u_{BE} = 0$.

— *Dacă* u_I *crește*, tensiunea bază-emitor a lui T_1 crește pînă ce atinge valoarea $U_{BE\,on}$; din acest moment tranzistorul se deschide și începe să conducă curent, lucrînd în continuare ca repetor pe emitor. Deci, tensiunea de ieșire urmărește tensiunea de intrare pînă ce T_1 se saturează. Se observă că pentru valori pozitive ale tensiunii de intrare joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_2 este polarizată invers, deci tranzistorul T_2 este blocat.

— *Dacă* u_I *este negativ* se obține o comportare similară, cu deosebire că în acest caz T_2 va lucra ca repetor pe emitor pentru u_I mai negativ decît $-U_{BE\,on}$; T_1 este blocat, joncțiunea sa bază-emitor fiind polarizată invers.

Specific *etajelor de ieșire contratimp clasă B este neliniaritatea* sau *„zona moartă" din jurul originii*, corespunzînd trecerii conducției de pe un tranzistor pe celălalt, dînd naștere distorsiunilor de trecere. Pentru a ilustra aceste distorsiuni, caracteristice etajelor clasă B, în figura 3.44, s-a reprezentat tensiunea de ieșire pentru diferite valori ale amplitudinii semnalului de intrare. Se observă că distorsionarea introdusă de etajul de ieșire este mare pentru valori mici ale semnalului de intrare, avînd amplitudini ceva mai mari decît $U_{BE\,on}$. *Ponderea distorsiunilor de trecere scade pentru semnale de intrare mai*

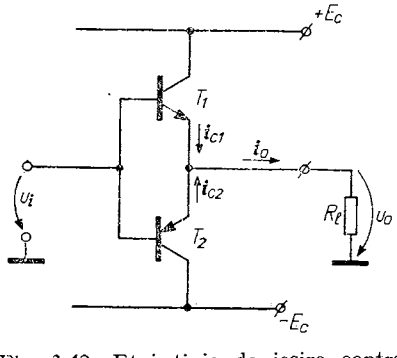


Fig. 3.42. Etaj tipic de ieșire contratimp clasă B, echipat cu tranzistoare complementare.

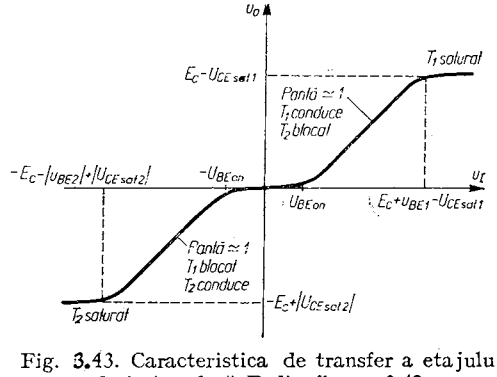


Fig. 3.43. Caracteristica de transfer a etajului de ieșire clasă B din figura 3.42.

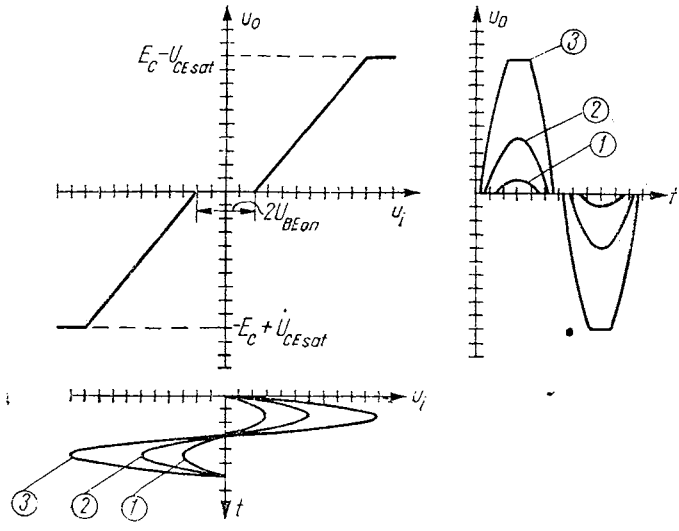


Fig. 3.44. Forme de undă ale tensiunii de ieșire corespunzînd etajului clasă B din figura 3.42 pentru semnale de intrare de diverse amplitudini.

mari, pentru care lărgimea „zonei moarte" a caracteristicii de transfer reprezintă o fracțiune mică a semnalului de intrare. *Pentru semnale de intrare foarte mari pot apărea limitări ale semnalului de ieșire datorate intrării tranzistoarelor în saturație* și deci gradul de distorsionare a semnalului crește puternic

b. Relații energetice

Etajul din figura 3.42, fiind un etaj de ieșire, pentru caracterizarea funcționării sale este necesar să se calculeze puterea utilă debitată în sarcină, puterea disipată de cele două tranzistoare amplificatoare, puterea absorbită de la sursa de alimentare, precum și randamentul.

Pentru aceasta, în figura 3.45 s-au desenat formele de undă corespunzătoare curenților de colector ai celor două tranzistoare precum și a tensiunii de ieșire, neglijînd existența „zonei moarte".

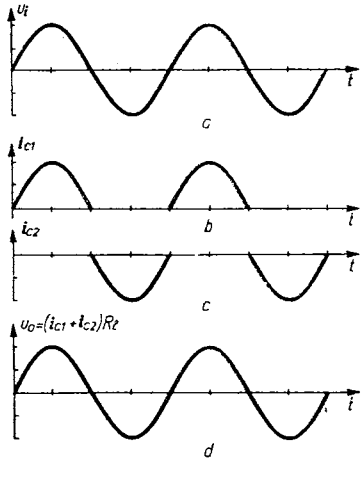


Fig. 3.45. Forme de undă caracteristice schemei din figura 3.42.

a — tensiunea de intrare; b — curentul de colector al tranzistorului T_1; *c — curentul de colector al tranzistorului* T_2; *d — tensiunea de ieșire.*

Deoarece excursia maximă a tensiunii la bornele sarcinii este, după cum reiese din figura 3.43, $E_C - U_{CE\,sat} \simeq E_C$, rezultă că amplitudinea tensiunii de ieșire U_o poate fi scrisă sub forma:

$$U_o = KE_C, \tag{3.125}$$

K fiind factorul de utilizare a tensiunii de alimentare. Mărimea K depinde de nivelul semnalului de comandă avînd valoarea minimă zero, în lipsa semnalului de intrare și valoarea maximă $[(E_C - U_{CE\,sat})/E_C] \cong 1$; pentru valori ale lui K mai mari decît K_{max} semnalul de ieșire va fi distorsionat. Utilizînd notația (3.125) se pot deduce relații energetice generale, care se pot aplica pentru orice nivel al semnalului de intrare.

Ținînd seama de relația (3.125) rezultă că amplitudinea curentului sinusoidal în sarcină, egală de altfel cu valoarea maximă a curenților de colector a celor două tranzistoare, este:

$$I_o = (U_o/R_l) = K(E_C/R_l) = I_{C1} = I_{C2}. \tag{3.126}$$

● Pentru *calculul puterii absorbite medii de la sursele de alimentare,* este util să se precizeze mai întîi că formele de undă ale curenților furnizați de aceste surse sînt identice cu cele ale curenților de colector din figura 3.45, *b* și *c*. Deoarece fiecare din acești curenți reprezintă o jumătate de sinusoidală, rezultă că valoarea curentului mediu debitat din fiecare dintre cele două surse este:

$$I_{\text{sursă}} = (1/2\pi)\int_0^{\pi} I_C \sin \omega t \mathrm{d}(\omega t) = (1/\pi)\,(I_C)$$

sau ținînd seama de relația (3.126)

$$I_{\text{sursă}} = (1/\pi)\,(KE_C/R_l). \tag{3.127}$$

Deci valoarea medie a puterii absorbite de la cele două surse de alimentare este:

$$P_A = 2E_C I_{\text{sursă}} = (2/\pi)\,K(E_C^2/R_l) \tag{3.128}$$

ceea ce se mai poate scrie sub forma:

$$P_A = KP_{A\,max} \tag{3.129}$$

unde:

$$P_{A\,max} = (2/\pi)\,(E_C^2/R_l). \tag{3.130}$$

Se observă că *spre deosebire de etajele de ieșire clasă A, pentru etajele de ieșire clasă B puterea medie absorbită de la sursele de alimentare depinde de nivelul semnalului,* fiind direct proporțională cu factorul de utilizare a tensiunii de alimentare K. În lipsa semnalului, adică pentru $K = 0$, puterea absorbită de tranzistoarele etajului de ieșire este zero, tranzistoarele fiind blocate.

● *Calculul puterii utile și a randamentului.* Deoarece *puterea utilă medie,* debitată în sarcină este:

$$P_U = (1/2)\,U_o I_o$$

pe baza notațiilor (3.125), (3.126) se poate scrie:

$$P_U = (1/2)\,K^2(E_C^2/R_l) = K^2 P_{U\,max} \tag{3.131}$$

sau ținînd seama de relația (3.130) rezultă:

$$P_U = (\pi/4)\, K^2 P_{A\,max}. \tag{3.132}$$

Relațiile (3.129) și (3.132) permit calculul *randamentului etajului*:

$$\eta = (P_U/P_A) = (\pi/4)\, K, \tag{3.133}$$

avînd valoarea teoretică maximă, corespunzătoare lui $K = 1$, de 78,6%. Această valoare maximă este cu mult mai mare decît valoarea de 25% care se obține pentru etaje de ieșire clasă A. *Valoarea ridicată a randamentului, asociată curentului zero absorbit în repaus de la sursele de alimentare,* reprezintă **principalele avantaje** *ale etajelor de ieșire clasă B,* comparativ cu etajele de ieșire clasă A, justificînd *utilizarea* lor **cu precădere** *în circuitele integrate liniare.*

● În sfîrșit, cunoscînd expresiile puterilor utile și absorbite se poate calcula din bilanțul energetic și *puterea disipată medie totală de către ambele tranzistoare* ale etajului ca fiind:

$$P_{DT} = P_A - P_U = P_{A\,max}[K - (\pi/4)\, K^2]. \tag{3.134}$$

După cum se observă, *maximul puterii medii disipate nu se obține la semnalul maxim.* Pentru calculul acestei valori maxime se anulează derivata în raport cu K a expresiei (3.134,) obținîndu-se:

$$1 - (\pi/2)\, K = 0, \text{ respectiv } K = (2/\pi) = 0{,}637.$$

Pentru această valoare a lui K:

$$P_{DT\,max} = (2/\pi)\,(E_C^2/R_l)\,[(2/\pi) - (1/\pi)] = (2/\pi^2)\,(E_C^2/R_l) \tag{3.135, a}$$

sau

$$P_{DT\,max} = (4/\pi^2) P_{U\,max} = 0{,}4 P_{U\,max}, \tag{3.135, b}$$

unde, în conformitate cu (3.131),

$$P_{U\,max} = (E_C^2/2R_l), \tag{3.136}$$

reprezintă puterea maximă debitată în sarcină, corespunzătoare lui $K = 1$. În figura 3.46 s-au reprezentat pe baza relațiilor (3.129), (3.131) și (3.134) variațiile puterii de ieșire, a puterii absorbite și a puterii disipate totale medii în funcție de K, respectiv de amplitudinea semnalului de intrare, normată la tensiunea de alimentare. Dacă semnalul are frecvență suficient de mare pentru ca perioada sa să fie neglijabilă față de constanta de timp termică a

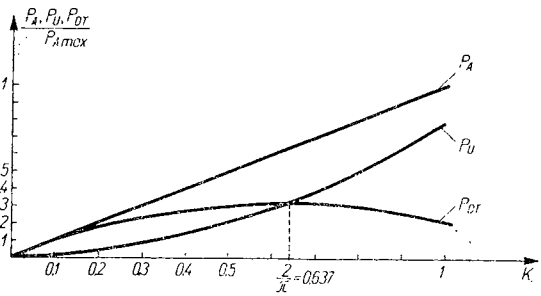


Fig. 3.46. Dependența puterilor absorbite, utile și disipate normate prin $P_{A\,max}$, în funcție de K pentru un etaj de ieșire contratimp clasă B.

tranzistorului, puterea disipată medie totală, P_{DT}, poate atinge valoarea puterii disipate admisibilă a celor două tranzistoare adică $P_{D\,adm\,T}$:

$$P_{DT} = P_{D\,adm\,T}. \tag{3.137}$$

În aceste condiții, în conformitate cu relația (3.135, b), un etaj contratimp clasă B ideal poate dezvolta o putere de ieșire maximă:

$$P_{U\,max} = (\pi^2/4)\, P_{D\,adm\,T} \cong 2{,}5 P_{D\,adm\,T}, \tag{3.138}$$

unde $P_{D\,adm\,T}$ este puterea disipată admisibilă a celor două tranzistoare împreună.

Considerînd relațiile (3.136) și (3.138) rezultă valoarea minimă admisibilă a rezistenței de sarcină în funcție de valoarea surselor de alimentare și puterea disipată admisibilă a ambelor tranzistoare $P_{D\,adm\,T}$:

$$R_{l\,min} = E_C^2/(5 P_{D\,adm\,T}). \tag{3.139}$$

Din această relație reiese *necesitatea protejării etajului în clasă B împotriva scurtcircuitelor accidentale de la ieșirea acestuia.*

Cînd un etaj clasă B funcționează cu o valoare a rezistenței de sarcină de ordinul celei determinate de relația (3.139), dreapta de sarcină dinamică intersectează hiperbola de disipație maxim admisibilă în porțiunea ei mijlocie, adică pentru valori ale lui K în jur de 0,5.

Dacă frecvența semnalului sinusoidal aplicat la intrare scade, astfel încît perioada lui să devină comparabilă cu constanta de timp termică a tranzistorului, temperatura joncțiunilor poate să urmărească variația puterii instantanee disipată de tranzistor; ca urmare, dacă această putere instantanee depășește puterea disipată admisibilă, există pericolul ca tranzistorul să se distrugă printr-o încălzire de scurtă durată în anumite porțiuni ale perioadei semnalului, deși puterea disipată medie pe întreaga perioadă nu o depășește pe cea admisibilă.

Variația în timp a puterii disipate instantanee de către unul singur dintre tranzistoarele etajului de putere clasă B este ilustrată în figura 3.47 pentru

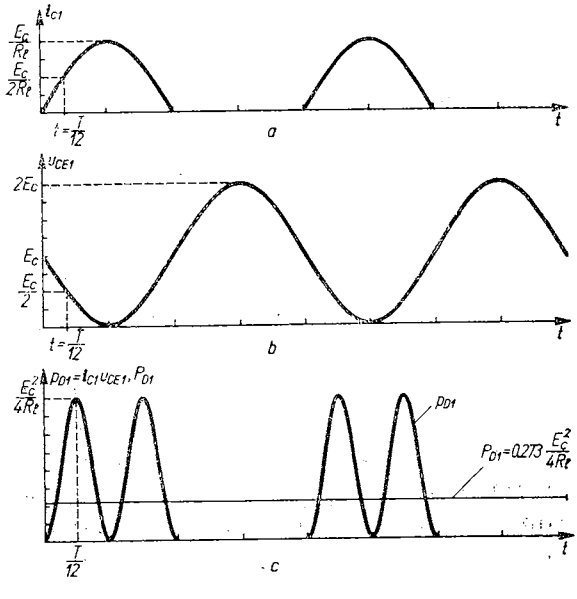


Fig. 3.47. Forme de undă corespunzătoare tensiunii de ieșire maxime ($K = 1$) pentru un singur tranzistor al unui etaj de ieșire clasă B:

a — curentul de colector; b — tensiunea colector-emitor; c — puterea disipată instantanee și medie.

$K = 1$, ceea ce presupune, după cum s-a mai spus, $U_{CE\,sat} = 0$. Ca și în cazul etajului de putere clasă A, puterea disipată variază cu o frecvență dublă față de frecvența semnalului de intrare, avînd o valoare maximă pentru $t = T/12$, cînd $u_{CE} = E_C/2$ și $i_C = (1/2)(E_C/R_l)$. Deci, valoarea maximă a puterii disipate instantanee de către un tranzistor este:

$$p_{D\,max} = (E_C/2)(E_C/2R_l) = (E_C^2/4R_l). \tag{3.140}$$

După cum s-a arătat, *în cazul unor semnale de frecvență joasă este necesar să se mențină puterea disipată instantanee sub puterea disipată admisibilă.* Pentru a nu impune o limită inferioară a frecvenței semnalului se preferă uneori o proiectare a etajului clasă B astfel încît să se îndeplinească această cerință, adică în care puterea disipată instantanee să nu depășească pe cea admisibilă a tranzistorului, deci:

$$p_{D\,max} = P_{D\,adm}. \tag{3.141}$$

Pentru a menține puterea disipată instantanee sub valoarea puterii disipate admisibile a tranzistorului trebuie ca, în conformitate cu relațiile (3.140) și (3.141) rezistența de sarcină să îndeplinească condiția:

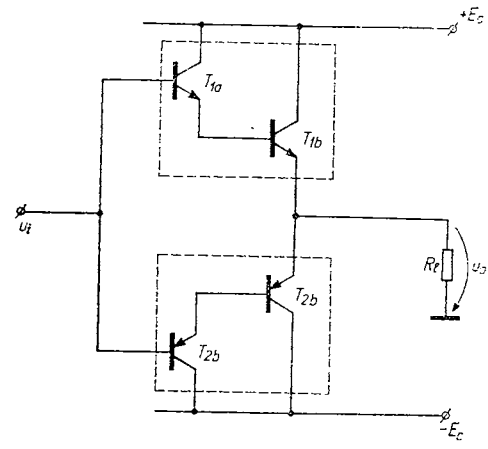
$$R_l' \geqslant (E_C^2/4P_{D\,adm}) = (E_C^2/2P_{D\,adm\,T}), \tag{3.142}$$

unde $P_{D\,adm\,T}$ reprezintă puterea disipată admisibilă totală, deci a celor două tranzistoare. Se observă că $R_l' > R_l$, R_l avînd semnificația din relația (3.139). În planul caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului condiția impusă implică poziționarea dreptei de sarcină dinamică sub hiperbola de disipație admisibilă iar la limită, tangentă la această hiperbolă.

e. Etaje de ieșire contratimp clasă B realizate cu tranzistoare compuse

Etajele de ieșire contratimp realizate cu tranzistoare complementare, avînd schema de principiu din figura 3.42, sînt foarte avantajoase din punctul de vedere al simplității proiectării; aceasta se datorează faptului că prin utilizarea tranzistoarelor complementare, același semnal, aplicat simultan pe bazele celor două tranzistoare, realizează comanda lor în contratimp. Un dezavantaj al acestor etaje este acela că etajul prefinal, care trebuie să lucreze în clasă *A*, ajunge să disipe o putere relativ ridicată. Acest neajuns poate fi eliminat, *prin utilizarea în etajul de ieșire a tranzistoarelor compuse, care au o amplificare în curent egală cu produsul amplificărilor în curent a tranzistoarelor constitutive,* reducînd astfel cerințele impuse etajului prefinal. Analiza funcționării acestor etaje se face ca și în cazul precedent înlocuind tranzistorul compus printr-unul echivalent. Există mai multe variante de etaje de ieșire folosind tranzistoare compuse.

Fig. 3.48. Etaj de ieșire clasă B folosind tranzistoare în configurație Darlington.



● În figura 3.48 se arată un astfel de **etaj folosind două tranzistoare de același tip în configurație Darlington**. Față de schema din figura 3.42, în acest caz se observă că în circuitul de intrare există două joncțiuni bază-emitor înseriate, ceea ce reduce panta $\Delta i_C/\Delta u_{BE}$ a tranzistorului echivalent și implicit amplificarea sa.

● O altă schemă posibilă este cea a **etajului de ieșire cu tranzistoare quasi complementare**, prezentată în figura 3.49. Etajul are această denumire deoarece tranzistoarele finale nu sînt complementare, ci sînt de același fel (ambele *pnp* sau ambele *npn*); ele sînt însă comandate de o pereche de tranzistoare complementare, unul *npn* și celălalt *pnp*. În acest fel, tranzistoarele complementare realizează inversarea de fază necesară pentru comanda în contratimp a tranzistoarelor finale. Dezavantajul schemei este că etajul de comandă vede spre etajul final impedanțe neegale; într-o semialternanță impedanța de intrare include o singură joncțiune bază-emitor, iar în cealaltă, două joncțiuni bază-emitor înseriate, ceea ce poate determina distorsiunea semnalului de ieșire.

● În figura 3.50 se prezintă un alt **etaj de ieșire cu tranzistoare compuse cu simetrie complementară**; în acest caz, cele două tranzistoare de ieșire sînt

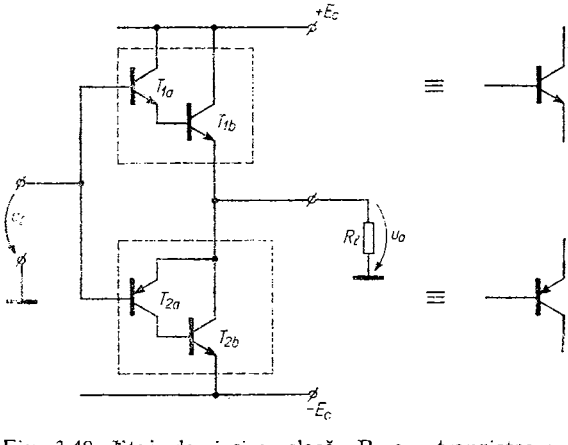


Fig. 3.49. Etaj de ieșire clasă B cu tranzistoare quasi complementare.

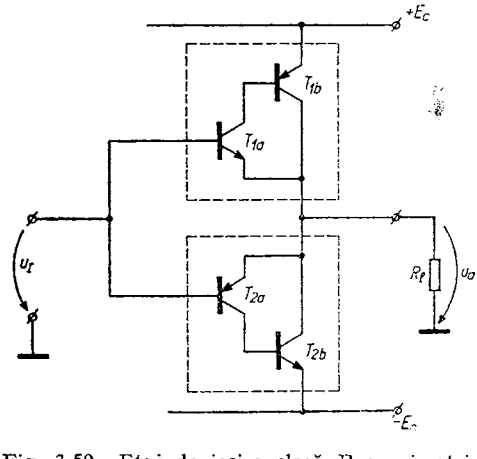


Fig. 3.50. Etaj de ieșire clasă B cu simetrie complementară.

complementare, fiecare fiind comandat tot de către un tranzistor complementar.

Circuitul este simplu, fiind totodată simetric din punctul de vedere al intrării, în sensul că în fiecare semialternanță circuitul de intrare include o singură joncțiune bază-emitor.

3.5.4. ETAJE DE IEȘIRE CONTRATIMP CLASĂ A—B

a. Necesitatea utilizării unor etaje de ieșire clasă A—B.

Etajele de ieșire clasă B, deși avantajoase din punctul de vedere al randamentului și consumului redus de curent de la sursele de alimentare, au propriile lor probleme. Astfel, după cum s-a arătat, aceste etaje *introduc distorsiuni de trecere,* corespunzînd trecerii conducției de pe un tranzistor pe celălalt. Așa cum reiese din figura 3.44, este necesar ca amplitudinea tensiunii de comandă să crească peste aproximativ 0,6 V pentru ca tranzistoarele să înceapă să conducă. În consecință, există un domeniu al tensiunilor de intrare de aproximativ 1,2 V axat pe 0 V, pentru care tensiunea de ieșire rămîne practic 0, ceea ce poate determina o distorsionare apreciabilă a semnalului de ieșire. Se poate însă intui că, avînd în vedere faptul că aceste etaje sînt destinate a fi folosite ca etaje de ieșire în circuite integrate liniare, efectul neliniarității caracteristicii de transfer va fi redus puternic, devenind nesemnificativ, datorită cîștigului mare al buclei de reacție care îl cuprinde. *Reducerea lărgimii zonei moarte depinde de valoarea amplificării buclei de reacție* și de aceea această reducere poate fi *insuficientă la frecvențe ridicate,* pentru care amplificarea scade. Ca urmare, *etajele de ieșire clasă B pot fi utilizate cu succes în aplicații de joasă frecvență;* pentru a se obține performanțe acceptabile *la frecvențe medii și înalte este necesară însă liniarizarea caracteristicii de transfer a etajului final.*

Liniarizarea necesară se poate obține printr-o *prepolarizare a joncțiunilor bază-emitor a tranzistoarelor finale,* astfel încît acestea să conducă un mic curent de colector în lipsa semnalului de intrare, ceea ce înseamnă de fapt *utilizarea tranzistoarelor finale în clasă A—B.* Deoarece sarcina de prepolarizare a tranzistoarelor finale revine de obicei etajului prefinal, în continuare se va trece la analiza acestor etaje.

b. Comanda etajelor de ieșire echipate cu tranzistoare complementare

Etajele prefinale sînt etaje lucrînd în clasă A. Ele trebuie să asigure, pe de o parte, comanda etajelor finale în așa fel încît acestea să aibă un factor de utilizare a tensiunii de alimentare cît mai apropiat de unitate, deci randament cît mai mare, și, pe de altă parte, polarizarea tranzistoarelor finale pentru a asigura funcționarea lor în clasă AB, în scopul reducerii lărgimii zonei moarte a caracteristicii de transfer.

● Cea mai simplă **prepolarizare a bazelor tranzistoarelor finale** se poate face introducînd între cele două baze o rezistență R, după cum se arată în figura 3.51. Căderea de tensiune de la bornele rezistenței R determină polarizarea bazelor tranzistoarelor finale pentru a asigura funcționarea acestora în clasă AB. Utilizarea acestei scheme produce următoarele dificultăți:

— dacă tensiunea dintre cele două baze este prea mică, caracteristica de transfer are în continuare o mică zonă moartă și deci *pot apărea distorsiuni de trecere;*

— dacă, dimpotrivă, această tensiune este prea mare, *apare pericolul ambalării termice a tranzistoarelor finale.*

Pentru reducerea pericolului de apariție a procesului distructiv de ambalare termică este necesar ca tensiunea aplicată pe bazele celor două tranzis-

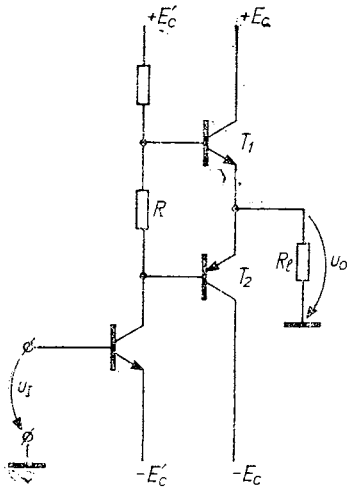


Fig. 3.51. Polarizarea bazelor tranzistoarelor finale prin intermediul căderii de tensiune pe rezistența R.

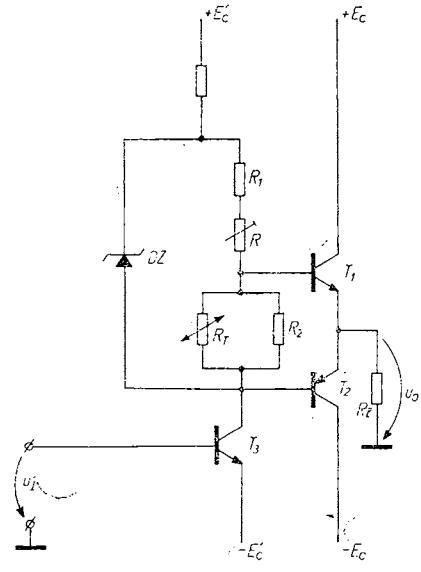


Fig. 3.52. Polarizarea bazelor tranzistoarelor finale folosind un termistor.

toare finale să depindă de temperatură; aceasta înseamnă că polarizarea bazelor acestor tranzistoare trebuie astfel făcută încît tensiunea lor bază-emitor să scadă atunci cînd temperatura joncțiunilor tranzistoarelor crește în așa măsură încît curentul de colector de repaus să rămînă constant. Există mai multe variante de scheme care asigură o asemenea comportare.

● În figura 3.52 se arată un **circuit de polarizare bazat pe utilizarea unui termistor R_T cu coeficient de temperatură negativ.** Prezența rezistențelor R_1 și R_2 permite, în cazul unei proiectări corecte, obținerea unei dependențe liniare a valorii rezistenței grupului $R_T \| R_2$ de temperatură, necesară pentru a compensa dependența de asemenea liniară a tensiunii bază-emitor a tranzistoarelor finale de temperatură. Dioda D_Z, fiind o diodă Zener, are la bornele ei o tensiune constantă, ceea ce asigură obținerea unei tensiuni de polarizare $2U_{BE}$ independentă de valoarea curentului de colector a tranzistorului prefinal T_3. În sfîrșit, rezistența R, reglabilă, permite obținerea curentului de repaus dorit în tranzistoarele finale.

Schemele de tipul celei din figura 3.52, deși au performanțe relativ bune, *nu se pretează a fi folosite pentru realizarea circuitelor integrate monolitice*. Ele se utilizează în amplificatoarele de putere realizate cu componente discrete sau în circuite integrate hibride.

● O soluție mult mai atractivă și în același timp compatibilă cu cerințele tehnologice constă în **polarizarea bazelor tranzistoarelor finale prin utilizarea a două joncțiuni polarizate direct,** după cum se arată în figura 3.53. Dacă aceste joncțiuni au caracteristici identice cu ale joncțiunilor bază-emitor a tranzistoarelor finale și se găsesc în contact termic direct cu acestea, se poate reduce esențial dependența curentului de repaus a tranzistoarelor finale de temperatură. O și mai bună protecție împotriva procesului de ambalare termică se obține prin introducerea unor mici rezistoare în serie cu emitoarele tranzistoarelor de putere. Căderea de tensiune pe aceste rezistoare reduce tensiunea bază-emitor a tranzistoarelor și tinde astfel să stabilizeze curenții

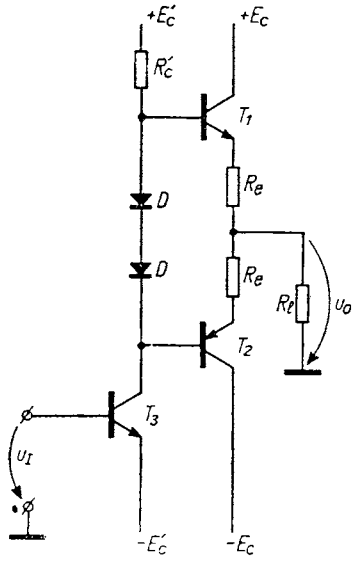


Fig. 3.53. Polarizarea bazelor tranzistoarelor finale folosind diode.

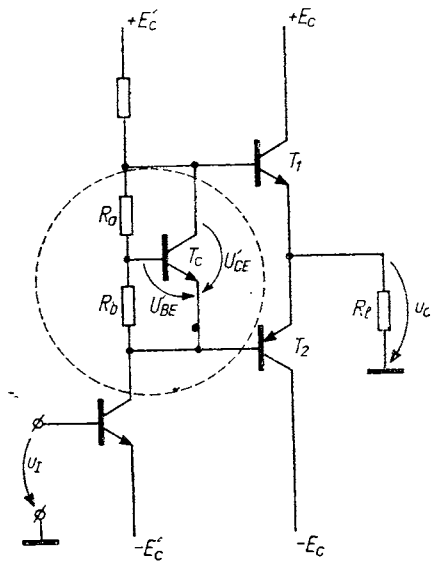


Fig. 3.54. Polarizarea bazelor tranzistoarelor finale utilizînd un tranzistor în conexiunea de diodă multiplicată.

de polarizare. Valoarea acestor rezistoare reprezintă un compromis între creșterea stabilității punctului de funcționare, ceea ce necesită utilizarea unor rezistoare de valori mari, și obținerea unei rezistențe de ieșire mici și a unui randament ridicat, cerințe care implică utilizarea unor rezistoare de valori mici. În mod uzual, aceste rezistoare au valori în jur de 25Ω pentru amplitudini ale curentului de ieșire pînă la 20 mA.

Circuitul din figura 3.53 are un dezavantaj principial și anume *nu permite un control riguros al curentului de repaus al tranzistoarelor finale* deoarece tensiunile corespunzătoare polarizării directe a celor două joncțiuni sînt relativ fixe. Din acest punct de vedere, ar fi ideal ca între cele două baze să se folosească o diodă identică din punctul de vedere al comportării cu temperatura cu tranzistoarele finale, dar cu o tensiune U_D reglabilă.

● O asemenea comportare se poate obține utilizînd circuitul din figura 3.54, în care T_C este un tranzistor identic cu tranzistoarele T_1 și T_2.

Într-adevăr, pentru tranzistorul T_C, neglijînd curentul de bază, se poate scrie:

$$U'_{BE}/U'_{CE} = R_b/(R_b + R_a)$$

sau

$$U'_{CE} = U'_{BE}(1 + R_a/R_b). \tag{3.143}$$

Relația (3.143) arată că reglînd raportul rezistențelor R_a/R_b se poate regla valoarea tensiunii U'_{CE}, respectiv a tensiunii aplicate între bazele celor două tranzistoare, la orice valoare mai mare decît U'_{BE}; din acest motiv configurația cuprinsă în interiorul conturului punctat din figura 3.54 poartă denumirea de **diodă multiplicată**.

Etajul de excitare a amplificatorului de ieșire trebuie să asigure pe lîngă polarizarea convenabilă a tranzistoarelor finale și excitarea acestora astfel încît să se obțină un randament cît mai apropiat de valoarea teoretică

maximă a acestuia, care după cum s-a arătat este de 78,5%; în acest scop este necesar ca factorul de utilizare a tensiunii de alimentare să fie cît mai apropiat de unitate.

După cum reiese din figura 3.43, excursia maximă a tensiunii de ieșire este $E_C - U_{CE\,sat\,final}$; deoarece tranzistoarele etajului final considerat lucrează în conexiunea cu colectorul comun, valoarea corespunzătoare a tensiunii de comandă a etajului final este:

$$u_{IF} = E_C - U_{CE\,sat\,final} + u_{BE\,final} > E_C, \text{ întrucît } |U_{CE\,sat}| < |u_{BE}|.$$

Avînd în vedere că etajul prefinal lucrează în clasă A, obținerea unei tensiuni de ieșire reprezentînd tensiunea de comandă u_{IF} a etajului final, mai mare decît E_C, implică utilizarea unor surse de alimentare E'_C a etajului prefinal mai mari decît ale etajului final.

Această situație, necesitînd utilizarea unor tensiuni de alimentare diferite pentru etajul final și etajul prefinal, este evident neconvenabilă. De aceea, în continuare se va analiza situația corespunzătoare alimentării etajului prefinal de la aceeași sursă de alimentare ca și a etajului final, pentru care valoarea maximă a factorului de utilizare a tensiunii de alimentare va fi deci mai mică decît valoarea maxim posibilă egală cu $(E_C - U_{CE\,sat})/E_C$ din considerentele expuse anterior, adică datorită amplificării în tensiune ușor subunitare a etajului de ieșire.

● În figura 3.55 se arată schema unui **etaj prefinal cu sarcină rezistivă** care comandă un etaj final cu tranzistoare complementare lucrînd în conexiune cu colectorul comun, ambele etaje fiind alimentate de la aceleași surse de alimentare; circuitul de polarizare a bazelor tranzistoarelor de ieșire, putînd fi oricare din circuitele prezentate anterior, a fost reprezentat simbolic. Un asemenea etaj **are dezavantajul** *că introduce o limitare suplimentară în amplitudinea tensiunii de comandă a tranzistoarelor finale.* Pentru a înțelege această limitare principială, în figura 3.56 s-au reprezentat în planul caracteristicilor de ieșire a tranzistorului prefinal T_3 dreapta de sarcină statică, corespunzătoare rezistenței de colector R_C (în ipoteza neglijării curenților de bază statici ai tranzistoarelor finale) și dreapta de sarcină dinamică, trecînd prin punctul de funcționare $Q(E_C, I_{C3})$ și avînd o înclinare

$$R_{l3} = R_C \| R_{iF},$$

unde R_{iF} reprezintă rezistența dinamică de intrare în etajul final.

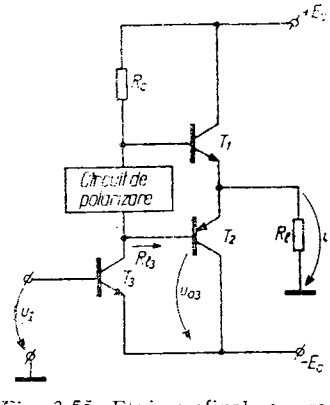


Fig. 3.55. Etaj prefinal cu sarcină rezistivă.

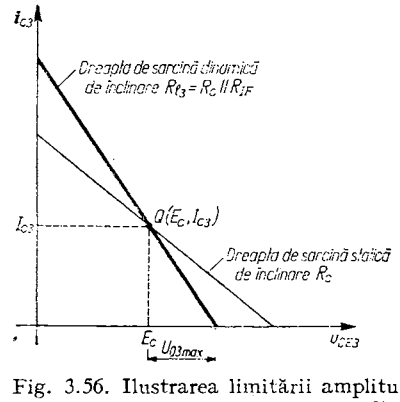


Fig. 3.56. Ilustrarea limitării amplitudinii maxime a tensiunii de ieșire dintr-un etaj prefinal cu sarcină rezistivă.

Deoarece $R_{i3} < R_C$, rezultă că excursia pozitivă a tensiunii de ieșire din etajul prefinal este limitată la valoarea:

$$U_{O3max} = I_{C3} R_{i3}$$

pentru care tranzistorul T_3 se blochează, ceea ce evident va limita și excursia pozitivă a semnalului de ieșire la aproximativ aceeași valoare, neglijînd tensiunea bază emitor a lui T_1. Aceasta înseamnă de fapt că etajul prefinal nu poate aduce tranzistorul T_1 în saturație; ca urmare, se reduce deci și factorul de utilizare a tensiunii de alimentare pozitive a etajului final.

Un alt **dezavantaj** al schemei din figura 3.55 este că *etajul* prefinal, lucrînd la semnal mare, *introduce distorsiuni mari datorită caracteristicii* sale *de transfer exponențiale*, deci puternic neliniare. În plus, deși, după cum s-a arătat, etajul final ca atare nu introduce distorsiuni, procesul de distorsionare nu este complet independent de neliniaritățile tranzistoarelor finale, care se reflectă asupra etajului prefinal prin încărcarea acestuia cu o sarcină variabilă.

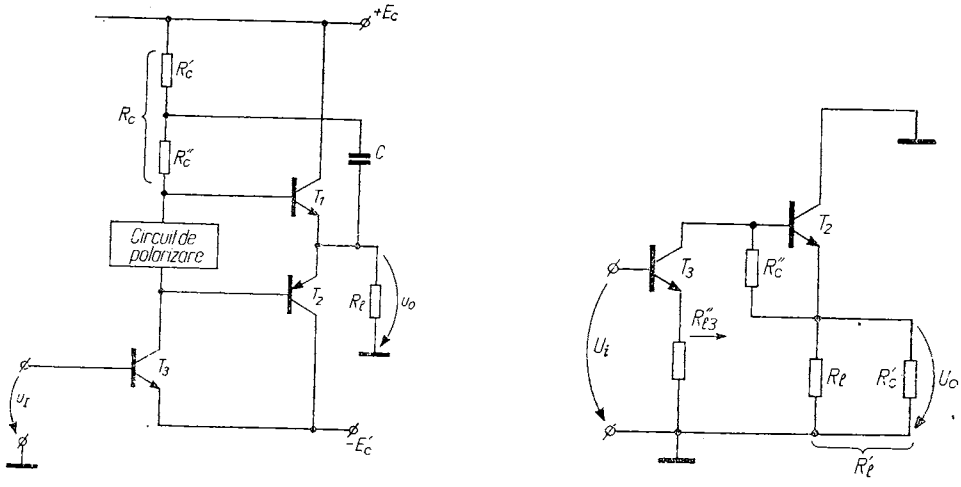
Pentru ameliorarea factorului de utilizare a tensiunii de alimentare a schemei din figura 3.55 o soluție ar fi alegerea unei rezistențe de colector R'_C suficient de mici pentru ca:

$$R'_{i3} = R'_C \parallel R_{iF} \cong R'_C.$$

Micșorarea rezistenței R_C conduce însă la creșterea curentului de colector I_{C3} și implicit a consumului de la sursa de alimentare pozitivă: totodată, va crește și puterea disipată de T_3, ceea ce determină nu numai creșterea ariei de siliciu ocupate și deci a prețului, cît și agravarea problemelor de stabilitate termică. De aceea, *schema* prezentată în figura 3.55 *nu se poate folosi decît în cazuri particulare și numai la puteri foarte mici.*

Pentru mărirea tensiunii de ieșire nedistorsionate din etajul prefinal, deci implicit pentru mărirea factorului de utilizare a tensiunilor de alimentare, se pot folosi o serie de scheme.

● O astfel de schemă, prezentată în figura 3.57,a, se bazează pe **bootstrap-area rezistenței de colector a tranzistorului prefinal.** Acesta constă în



a b

Fig. 3.57. Etaj prefinal cu rezistență de colector bootstrapată;
a — schema de principiu; b — circuit de semnal alternativ valabil în semiperioada corespunzătoare excitării tranzistorului T_2

divizarea rezistenței R_C în două rezistențe R'_C și R''_C, astfel încît suma $R'_C + R''_C = R_C$, situație în care dreapta de sarcină statică în planul caracteristicilor de ieșire rămîne neschimbată.

Se obține o conexiune boot-strap prin introducerea unui condensator C între punctul comun al celor două rezistoare R'_C și R''_C și borna de ieșire, condensator care trebuie să aibă o reactanță foarte mică, deci să fie practic scurtcircuit în domeniul frecvențelor de lucru ale schemei.

În figura 3,57, *b*, s-a desenat circuitul de curent alternativ corespunzător schemei din figura 3.57, *a*, valabil în semiperioada corespunzătoare excitării tranzistorului T_2; se neglijează rezistența dinamică a circuitului de polarizare.

Rezistența de sarcină dinamică a tranzistorului pilot T_3 devine:

$$R''_{l3} = R''_C \| (r_{x2} + r_{\pi 2}) + R'_l[1 + \beta_2 R''_C/(R''_C + r_{x2} + r_{\pi 2})], \qquad (3.144)$$

în care r_{x2}, $r_{\pi 2}$ și β_2 reprezintă parametrii tranzistorului final, iar $R'_l = R_l \| R'_C$. Aceeași relație se poate scrie și pentru semiperioada de excitare a tranzistorului T_1.

În figura 3.58 s-au reprezentat din nou dreptele de sarcină statice și dinamice în planul caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului T_3, în ipoteza $R''_{l3} > R_C$, situație posibil a fi realizată întotdeauna. După cum se observă s-au obținut o serie de **avantaje importante** față de schema din figura 3.55. Astfel, mai întîi excursia pozitivă maximă a tensiunii de ieșire u_{o3} este E_C, ceea ce permite aducerea tranzistorului T_1 a etajului final în saturație și deci *o ameliorare netă a factorului de utilizare a sursei de alimentare pozitive*. În al doilea rînd, excursia maximă $i_{ex\,max}$ a curentului de colector a tranzistorului T_3 este mai mică decît curentul de colector de repaus I_{C3}. Dacă disipația tranzistorului T_3 admite ca $i_{ex\,max} \ll I_{C3}$, este satisfăcută condiția de lucru la semnal mic și astfel *problema distorsionării semnalului de către etajul prefinal*, problemă foarte importantă de altfel pentru etaje simple de tipul celui din figura 3.55, *se reduce considerabil*.

După cum a reieșit din analiza funcționării etajului prefinal cu rezistența de colector bootstrap-ată din figura 3.57, acest etaj are o serie de avantaje importante. Singurul **dezavantaj** este faptul că funcționarea acestui etaj are loc, conform celor de mai sus numai atîta vreme cît *reactanța condensatorului C este foarte mică*, astfel încît el să poată fi considerat practic scurtcircuit. În general aceasta conduce la valori foarte mari (sute, mii de microfarazi) pentru frecvențe de ordinul Hz, ceea ce implică *utilizarea unor condensatoare electrolitice, deci neintegrabile*, urmînd a se atașa în exterior. Bootstraparea rezistenței de sarcină a etajului prefinal este utilizată frecvent în cazul amplificatoarelor audio integrate, de exemplu TBA 790.

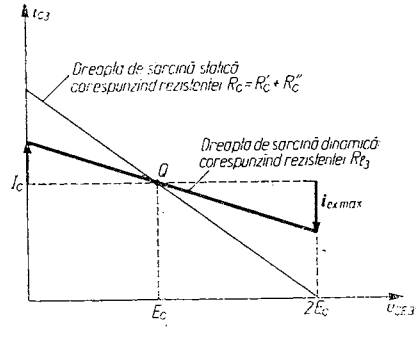


Fig. 3.58. Drepte de sarcină statice și dinamice ale tranzistorului unui etaj prefinal cu rezistență de colector bootstrapată.

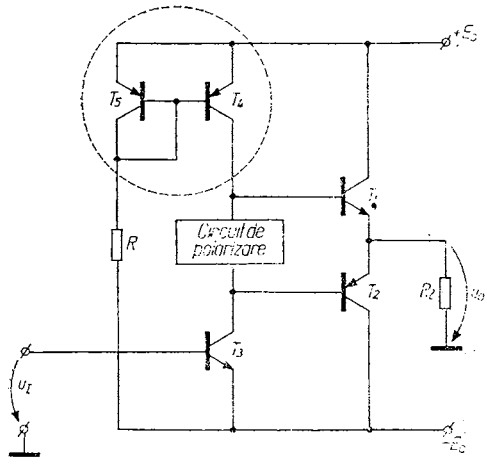


Fig. 3.59. Etaj prefinal cu sarcină activă.

● În cazul circuitelor integrate liniare, pentru ameliorarea factorului de utilizare a tensiunii de alimentare pozitive se recurge deseori la schema din figura 3.59, bazată pe **folosirea unei sarcini active pentru tranzistorul etajului prefinal.** Ca și în schema precedentă, prin utilizarea sarcinii active rezistența de sarcină dinamică a etajului prefinal este rezistența dinamică de intrare în etajul final ceea ce, pentru o proiectare corectă asigură, ca și în cazul utilizării conexiunii boot-strap, aducerea în saturație a ambelor tranzistoare finale.

c. Etaje de ieșire contratimp cu tranzistoare de același tip

Etajele de ieșire analizate anterior au fost etaje realizate cu tranzistoare finale complementare; aceste etaje au marele avantaj că din cauză că nu necesită semnale de comandă în antifază pentru obținerea funcționării în contratimp a tranzistoarelor finale, etajul prefinal este foarte simplu.

În unele cazuri este necesar să se realizeze etaje de ieșire cu tranzistoare de același tip. Astfel, pentru obținerea unor puteri de ieșire mari, folosirea etajelor de ieșire cu tranzistoare complementare realizate prin tehnologia monolitică nu este posibilă deoarece disponibilitățile de curent ale tranzistoarelor *pnp* sînt limitate; aceasta implică necesitatea ca ambele tranzistoare finale să fie de tip *npn*.

În figura 3.60 se arată două scheme de principiu ale unui etaj de ieșire realizat cu două tranzistoare finale de tip *npn* conectate în serie; funcționarea în contratimp a acestui etaj implică utilizarea a două semnale în antifază pentru comanda celor două baze ale tranzistoarelor finale. Deci, specific etajului prefinal în acest caz este că el va trebui în primul rînd să furnizeze aceste semnale în antifază și în al doilea rînd să asigure funcționarea celor două tranzistoare finale în aceeași conexiune, pentru ca ambele semialternanțe să fie amplificate în mod egal.

Există o serie de **etaje defazoare** care conțin fie un transformator defazor, fie condensatoare de valori mari, neadecvate însă pentru realizarea circuitelor integrate liniare monolitice. De aceea se recurge la o serie de alte variante.

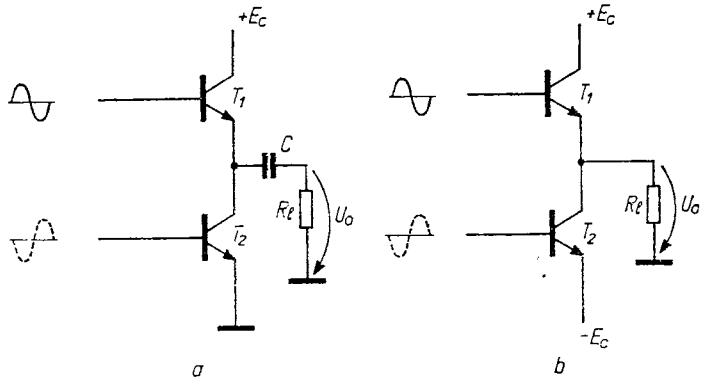


Fig. 3.60. Etaj de ieșire contratimp cu tranzistoare npn conectate în serie: *a — alimentat de la o singură sursă de alimentare; b — alimentat de la două surse.*

Pentru exemplificare, în figura 3.61 *a*, se arată schema unui **etaj de ieșire de tip „totem-pole"**, care folosește două tranzistoare de putere *npn*. Funcționarea acestui circuit se explică observînd că tranzistorul T_2 și dioda D_2, care este de fapt tot un tranzistor legat ca diodă, nu pot conduce simultan, avînd aplicată în paralel cu ele o tensiune egală cu $U_{BE\,on}$, de la dioda D_1, în loc de $2U_{BE\,on}$. Se observă că dioda D_1 și tranzistorul T_1 conduc tot timpul ceea ce corespunde unei funcționări în clasă A, în timp ce tranzistorul T_2 și dioda D_2 conduc fiecare numai cîte o semiperioadă, ceea ce corespunde unei funcționări în clasă B. Aceasta înseamnă că în timpul semiperioadei negative a semnalului de ieșire numai tranzistorul T_1, în conexiunea cu emitorul comun, debitează curent în sarcină, pe cînd în timpul semiperioadei negative, puterea în sarcină este furnizată de repetorul pe emitor T_2. În figurile 3.61, *b* și *c* se arată semicircuitele de curent alternativ corespunzătoare celor două semialternanțe ale tensiunii de ieșire.

Funcționarea dinamică a etajului de ieșire fiind *puternic nesimetrică*, după cum a reieșit din discuția precedentă, dă naștere unei *caracteristici de transfer*

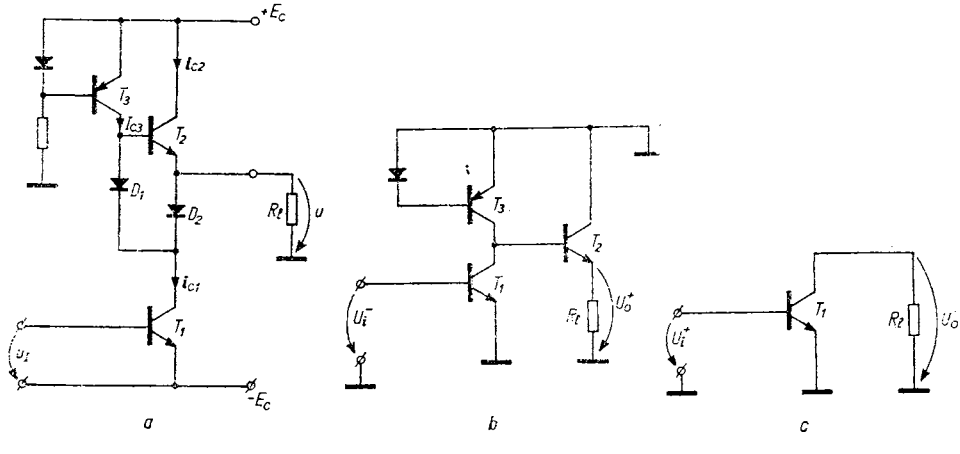


Fig. 3.61. Etaj de ieșire de tip totem-pole:
a — schema; b — circuit de curent alternativ pentru semialternanța pozitivă a tensiunii de ieșire; c — circuit de curent alternativ pentru semialternanța negativă a tensiunii de ieșire.

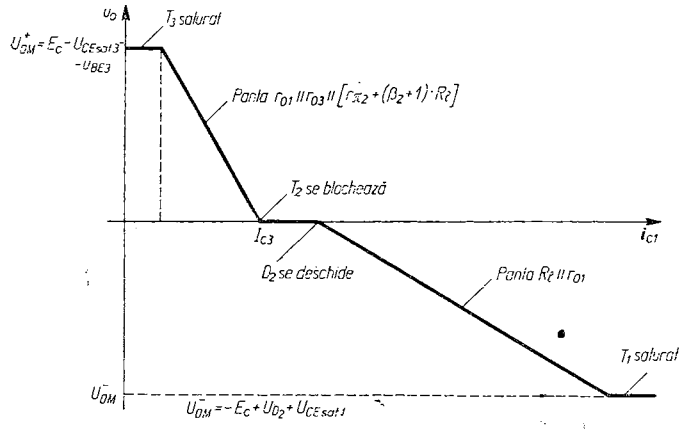


Fig. 3.62. Caracteristica de transfer $u_o = f(i_{C1})$ pentru etajul de ieșire de tip totem-pole din figura 3.61.

$u_o = f(i_{C1})$ *neliniare,* avînd aspectul din figura 3.62. Pentru valori pozitive ale tensiunii de ieșire panta caracteristicii de transfer corespunzătoare factorului de transfer de semnal mic este (fig.3.61, *b*).

$$(\Delta u_o/\Delta i_{C1}) = r_{o1} \| r_{o3} \| (r_{\pi 2} + \beta_2 R_l), \tag{3.145}$$

în care s-a neglijat rezistența dinamică a diodei D_1.

Similar, pentru valori negative ale tensiunii de ieșire, panta caracteristicii de transfer este după cum rezultă din figura 3.61, *c*:

$$(\Delta u_o/\Delta i_{C2}) \cong r_{o1} \| R_l. \tag{3.146}$$

Se observă *existența unei zone moarte,* corespunzînd trecerii conducției de pe tranzistorului T_2 pe dioda D_2. Această zonă moartă poate fi eliminată adăugînd în serie cu D_1 încă o diodă. Pentru liniarizarea caracteristicii de transfer în practică este necesar să se utilizeze o reacție negativă puternică, care totodată reduce și distorsiunile de trecere.

Caracteristica de transfer $u_o = f(u_i)$ este mai neliniară decît cea din figura 3.62 datorită dependenței exponențiale a curentului de colector i_{C1} de tensiune u_i.

Etajul de ieșire din figura 3.60 se folosește în circuitele integrate de putere, de exemplu în amplificatorul integrat μA 791; acesta poate să furnizeze o putere de ieșire de 15 W într-o sarină de 8Ω putînd disipa pînă la 10 W.

d. Protecția la scurtcircuit a tranzistoarelor etajelor de ieșire

Un alt aspect important, specific etajelor de ieșire, este necesitatea protejării tranzistoarelor finale încît acestea să nu se distrugă în eventualitatea unui scurtcircuit la ieșire.

Există o serie de **circuite de limitare a curentului de ieșire** a circuitelor integrate liniare diferind între ele prin precizia limitării și complexitate. *Precizia limitării se referă la posibilitatea circuitului de limitare a curentului de a controla puterea disipată fără a perturba buna funcționare a montajului* în apropierea acestui curent de ieșire limită. Evident, pentru a folosi cît mai eficient valoarea maximă admisibilă a curentului de ieșire este de dorit *asigurarea unei limitări cît mai precise a curentului de ieșire,* ceea ce de obicei implică utilizarea unor circuite de limitare mai complexe.

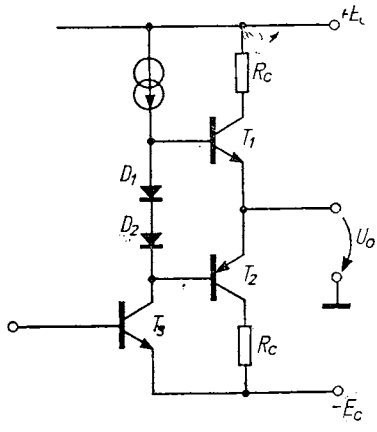


Fig. 3.63. Limitarea curentului de ieșire al unui etaj final contratimp clasă B prin înserierea unor rezistoare în colectoarele tranzistoarelor de putere.

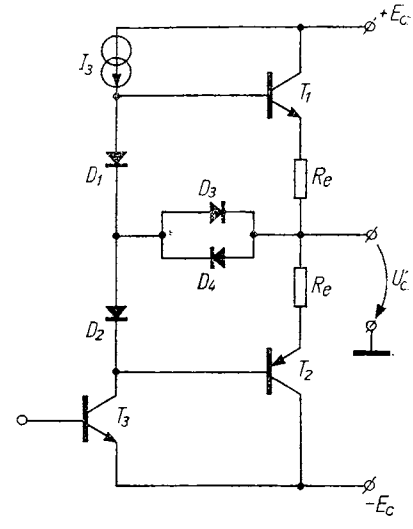


Fig. 3.64. Circuit de limitare a curentului de ieșire realizat cu diode de limitare (D_3, D_4).

● Cea mai simplă limitare a curentului de ieșire se bazează pe **utilizarea unor rezistențe în colectoarele tranzistoarelor de putere ale etajului de ieșire**, după cum arată în figura 3.63. În principiu această metodă se bazează pe limitarea puterii disipate a tranzistoarelor prin descreșterea liniară a tensiunii pe tranzistor odată cu creșterea curentului prin el, pînă ce tranzistorul se saturează.

Valoarea rezistenței de protecție din colector depinde evident de puterea disipată admisibilă a tranzistoarelor finale și de valoarea surselor de alimentare; pentru amplificatoare de ieșire contratimp clasă B această rezistență se poate calcula cu ajutorul relației (3.142) rezultînd:

$$R_C = E_C^2/(4P_{D\,adm}),$$

unde $P_{D\,adm}$ reprezintă puterea disipată admisibilă a unui singur tranzistor final.

● Limitarea mai precisă a curentului de ieșire se poate obține prin **utilizarea elementelor de circuit neliniare.** Un astfel de circuit de limitare este arătat în figura 3.64. Pentru o funcționare normală diodele D_3 și D_4 sînt blocate; inițializarea funcționării circuitului de limitare este determinată de căderea de tensiune pe rezistența R_e. Dacă curentul de colector al tranzistorului T_1 crește, tensiunea de la bornele diodei D_3

$$u_{D3} = i_{C1}R_e + u_{BE1} - u_{n1} \cong i_{C1}R_e$$

crește de asemenea, putînd determina deschiderea diodei D_3. Odată deschisă dioda D_2, ea șuntează joncțiunea bază emitor a lui T_1, limitînd curentul de bază al acestui tranzistor la nivelul necesar menținerii în stare de conducție a diodei D_3. Deci curentul de ieșire $i_o = i_{C1}$ va fi limitat la valoarea:

$$i_o \cong u_{D3}/R_e. \qquad (3.147)$$

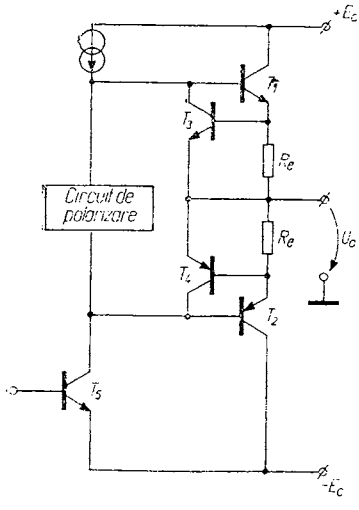


Fig. 3.65. Circuit de limitare a curentului de ieșire folosind tranzistoare de limitare (T_3, T_4).

Precizia limitării este determinată în primul rînd de rezistența corespunzătoare conducției în sens direct a diodei D_3. Valoarea curentului limită depinde de temperatură datorită dependenței de temperatură a tensiunii U_{D3}; deoarece însă coeficientul de temperatură al tensiunii U_{D3} este negativ, valoarea curentului limită scade odată cu creșterea temperaturii, ceea ce reprezintă un avantaj avînd în vedere că puterea disipată admisibilă a tranzistoarelor finale scade odată cu creșterea temperaturii acestora.

● O funcționare asemănătoare se obține cu ajutorul **circuitului de limitare folosind tranzistoare de limitare** din figura 3.65. În acest caz căderea de tensiune pe rezistența R_e deschide tranzistoarele de limitare T_3 sau T_4 care preiau astfel o parte a curentului tranzistorului prefinal T_5, similar situației precedente. Precizia limitării și comportarea cu temperatura sînt determinate de joncțiunea bază-emitor a tranzistorului de limitare în același mod ca în cazul utilizării unor diode de limitare.

Circuitul de limitare a curentului de ieșire din figura 3.65 este utilizat și pentru *protejarea la scurtcircuit a tranzistoarelor finale ale amplificatoarelor operaționale* μA 741.

Circuitele de limitare ale curentului de ieșire prezentate anterior asigură limitarea curentului de ieșire la o valoare relativ fixă; caracteristica de transfer $i_o = f(i_I)$ a unui etaj de ieșire prevăzut cu un asemenea circuit de limitare are aspectul din figura 3.66.

● Protejarea la scurtcircuit a etajelor de ieșire se poate face utilizînd și **circuite de limitare prin întoarcere a curentului de ieșire.** Aceste circuite reduc valoarea curentului de ieșire sub valoarea limită, după ce această valoare a fost atinsă. Caracteristica de transfer $i_o = f(i_i)$ corespunzătoare este reprezentată în figura 3.67.

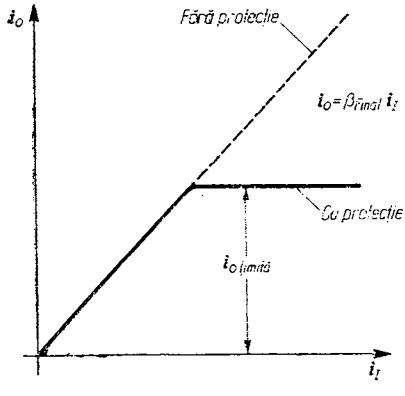


Fig. 3.66. Caracteristica de transfer a unui etaj de ieșire prevăzut cu circuit de limitare a curentului de ieșire.

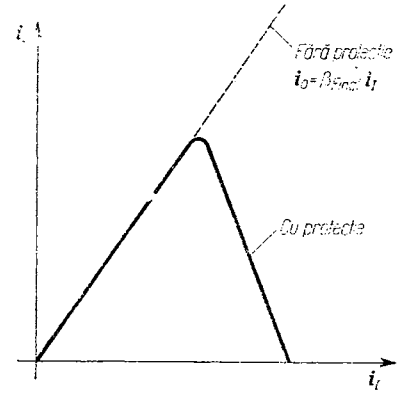


Fig. 3.67. Caracteristica de transfer a unui etaj final prevăzut cu limitarea prin întoarcerea curentului de ieșire.

Avantajul principal al acestor circuite este că puterea disipată se reduce sub valoarea limită admisibilă. Ele se folosesc cu precădere în stabilizatoare integrate.

După cum s-a precizat, eficiența circuitelor de limitare este determinată în primul rînd de modul în care acestea asigură o cît mai mică perturbare a funcționării circuitelor pentru valori ale curenților de ieșire sub valoarea limită.

Astfel, capacitățile diodelor și tranzistoarelor din circuitele de limitare pot altera răspunsul la semnal mic al circuitului fie datorită încărcării capacitive a unor etaje, fie datorită întîrzierilor pe care le introduc în caz de supracomandă, ceea ce în cele din urmă poate provoca distorsionarea semnalului de ieșire.

Bibliografie

1. Bulucea C. ș.a. *Circuite integrate liniare*, Ed. tehnică, București, 1975.
2. Giacoletto J. L. *Differential Amplifiers*, John Wiley-Interscience, 1970.
3. Graeme J. G., Tobey G. *Operational Amplifiers*. Design and Applications, McGraw-Hill, 1971.
4. Gray P. E., Searle C. L. *Bazele electronicii moderne*, vol. 1, și 2, Ed. tehnică, București, 1973.
5. Gray P. R., Meyer R. G., *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, 1978.
6. Hakim S. S. *Feedback Circuits Analysis*, London Iliffe Books Ltd, 1966.
7. Hnatek E. *Applications of Linear Integrated Circuits*, McGraw Hill, 1977.
8. Hunter L. P. *Handbook of Semiconductor Electronics*, McGraw Hill, New York, 1970.
9. Manolescu A. M., Burileanu C. *Surse de tensiune stabilizate prevăzute cu limitarea prin întoarcere a curentului de ieșire*, Electrotehnica, electronica și automatica, 21, 2, 1977.
10. Manolescu A. M., Manolescu A. *Circuite integrate liniare* — Culegere de probleme, vol. 1, Litografia IPB, 1980.
11. Manolescu A.M., ;Manolescu A. *Circuite integrate liniare*—Culegere de probleme, vol. 2, Litografia IPB, 1982.
12. Manolescu A.M., Manolescu A. *Cicrcuite integrate liniare*—curs, Litografia IPB, 1982.
13. Middlebrook R. D. *Differential Amplifiers*, John Wiley, 1963.
14. Roberge J. K. *Operational Amplifiers*. Theory and Practice, John Wiley & Sons, 1975.
15. Widlar J.R. Some *Circuit Techniques for Linear Integrated Circuits*, IEEE Transactions on Circuit Theory, ED-12, 586, 1965.

Capitolul 4

STRUCTURA INTERNĂ A AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

4.1. CONSIDERAȚII GENERALE

În capitolul 3 s-au studiat principalele etaje constitutive ale circuitelor integrate liniare. Circuitele integrate liniare sînt alcătuite prin interconectarea convenabilă a acestor etaje de bază astfel încît să se obțină funcția de circuit dorită. Există în prezent o varietate enormă de circuite integrate standard sau dedicate, astfel încît studiul lor amănunțit este practic imposibil. De aceea, în continuare se studiază amplificatoarele operaționale pe de o parte pentru a exemplifica utilizarea etajelor analizate anterior și pe de altă parte deoarece ele reprezintă cea mai răspîndită clasă de circute integrate liniare utilizate în prezent.

Amplificatorul operațional este un *circuit cu intrare diferențială și ieșire simplă, folosit în circuite cu reacție externă*; el *poate fie să amplifice semnalul de intrare, fie să-l prelucreze după o anumită relație matematică.*

În mod uzual i se atașează extern o rețea de reacție care controlează amplificarea totală și rezistența de intrare, minimizînd totodată efectul mărimilor de intrare de decalaj, precum și un circuit de compensare care controlează răspunsul în frecvență.

Avantajele circuitelor cu amplificatoare operaționale se datorează utlizării reacției negative externe. Această reacție tinde să îmbunătățească stabilitatea cîștigului în buclă închisă, să reducă impedanța de ieșire, să îmbunătățească liniaritatea și în unele configurații să crească rezistența de intrare.

4.2. TERMINOLOGIE

Un **amplificator operațional ideal,** avînd simbolul din figura 4.1, are **următoarele proprietăți:**

— *amplificarea în tensiune infinită;*
— *impedanța de intrare infinită;*
— *impedanța de ieșire zero;*
— *bandă de frecvență infinită;*
— *caracteristica de transfer liniară și simetrică;*
— *tensiune de ieșire zero pentru tensiunea de intrare zero;*
— *revenire instantanee din saturație.*

Amplificatoarele operaționale reale diferă de cele ideale. Principalele efecte ale acestor deviații constau în *limitarea domeniului de frecvență* a semnalelor ce pot fi amplificate precis, *existența unei limite inferioare a semnalului de curent continuu de intrare* ce poate fi sezizat la ieșire și *existența unei limite superioare ale valorilor impedanțelor* ce pot fi folosite în rețeaua de reacție negativă a amplificatorului.

Pentru definirea acestor deviații de la idealitate ale unui amplificator real precum și a consecințelor care rezultă, se definesc următorii parametri.

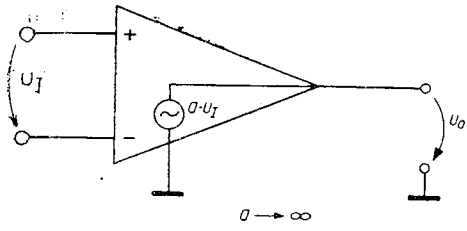


Fig. 4.1. Simbolul unui amplificator operațional ideal.

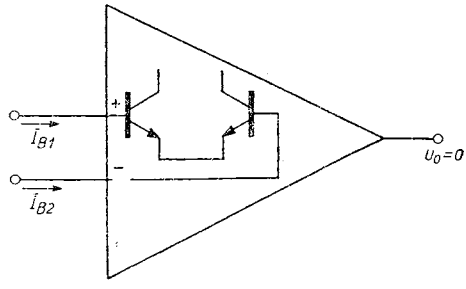


Fig. 4.2. Circuit utilizat pentru definirea curenților de polarizare și a curentului de decalaj în cazul unui etaj de intrare realizat cu tranzistoare bipolare.

Curentul de polarizare de intrare I_B este *valoarea medie a celor doi curenți de intrare* I_{B1} și I_{B2} (fig.4.2) *cînd tensiunea de ieșire este zero,*

$$I_B = (I_{B1} + I_{B2})/2. \tag{4.1}$$

Valoarea tipică a acestor curenți este cuprinsă între 10 și 100 nA pentru etaje diferențiale de intrare realizate cu tranzistoare bipolare și între 1 și 10 pA în cazul utilizării unor tranzistoare cu efect de cîmp. În configurațiile de amplificare inversoare sau neinversoare acești curenți de polarizare pot produce căderi de tensiune nedorite pe rezistențele rețelei de reacție, ceea ce are drept rezultat apariția unei tensiuni de ieșire diferite de zero în condițiile unei tensiuni de excitație nule. Dacă cei doi curenți de polarizare ar fi egali, efectul lor ar putea contracarat înseriind cu intrarea pasivă o rezistență de valoare egală cu rezistența „văzută" de cealaltă intrare. De aceea, neidentitatea celor doi curenți de polarizare este o problemă foarte serioasă, necesitînd definirea unui alt parametru care este curentul de intrare de decalaj I_{IO}.

Curentul de intrare de decalaj I_{IO} este *diferența dintre curenții de polarizare cînd tenisunea de ieșire este zero*:

$$I_{IO} = I_{B1} - I_{B2}, \tag{4.2}$$

avînd valori cuprinse între 0,05 și 100 nA, pentru etaje de intrare realizate cu tranzistoare bipolare sau între 0,05 și 10 pA pentru tranzistoare de intrare cu efect de cîmp cu joncțiune.

Tensiunea de intrare de decalaj U_{IO} reprezintă *tensiunea ce trebuie aplicată pe una din intrări cînd cealaltă intrare este conectată la masă, în condițiile în care cele două intrări „văd" spre masă rezistențe de valori egale, pentru a aduce tensiunea de ieșire la zero* (fig. 4.3). Valori tipice ale tensiunii de intrare de decalaj sînt:

$$U_{IO} = 0{,}3 + 7{,}5 \text{ mV}$$

pentru tranzistoare de intrare bipolare și:

$$U_{IO} = 1 + 40 \text{ mV}$$

pentru tranzistoare de intrare cu efect de cîmp cu joncțiune.

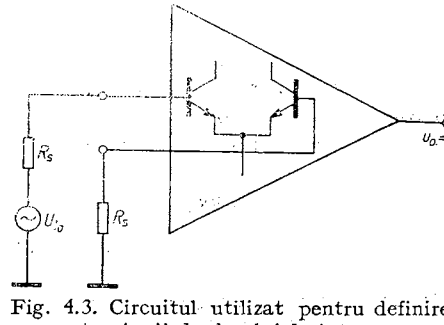


Fig. 4.3. Circuitul utilizat pentru definirea tensiunii de decalaj de intrare.

Impedanța de intrare Z_I este definită ca *raportul dintre variația tensiunii de intrare și variația corespunzătoare a curentului de intrare prin una din intrări, cînd cealaltă intrare este conectată la masă,* avînd valori tipice cuprinse între 100 kΩ și 30 MΩ.

Deoarece amplificarea amplificatoarelor operaționale este mare, valoarea finită a rezistenței de intrare are efect redus asupra performanțelor circuitelor cu reacție negativă.

Curentul de polarizare, curentul de intrare în decalaj, tensiunea de intrare de decalaj și impedanța de intrare sînt cei patru parametri care caracterizează intrarea amplificatoarelor operaționale depinzînd în primul rînd de etajul diferențial de intrare. Dacă acest etaj este realizat cu tranzistoare bipolare, pentru obținerea unor curenți mici de polarizare, tranzistoarele de intrare trebuie să aibă o amplificare în curent (β) de ordinul cîtorva sute la curent de colector de nivelul microamperilor. De asemenea, tranzistoarele de intrare trebuie să fie cît mai identice pentru a asigura obținerea unei tensiuni de decalaj cît mai mici. Tensiunile de alimentare necesare și tensiunile de intrare de mod comun uzuale impun tensiuni de străpungere ale tranzistoarelor mai mari de 40 V. Alte cerințe necesare sînt curenții reziduali mici și zgomot redus.

Îndeplinirea tuturor acestor cerințe în condițiile asigurării unui randament ridicat implică niște sarcini foarte dificile procesului tehnologic. De aceea s-a recurs la alte soluții. Există trei asemenea soluții de circuit care asigură obținerea unei impedanțe mari de intrare și a unor mărimi de intrare de decalaj mici. Acestea se bazează pe utilizarea tranzistoarelor bipolare supei β, a configurațiilor Darlington (dubleți, tripleți) și a tranzistoarelor cu efect de cîmp.

● **Folosirea tranzistoarelor cu efect de cîmp** (TEC) a fost mult timp considerată soluția optimă pentru asigurarea unor curenți de polarizare mici; într-adevăr, utilizarea lor *permite obținerea unor curenți mici,* de ordinul picoamperilor la temperatura camerei. Totuși, decarece acest curent, care este curentul rezidual al joncțiunii grilei se dublează la aproximativ fiecare 10°C, rezultă că la *temperaturi înalte performanțele acestor tranzistoare sînt puternic degradate.* Un alt dezavantaj al TEC-urilor este faptul că *pot fi foarte greu împerecheate*: ca urmare, dacă nu se utilizează metode speciale de ajustare și selecție, rezultă tensiuni de decalaj de ordinul 30 mV avînd derive de 20 μV/°C.

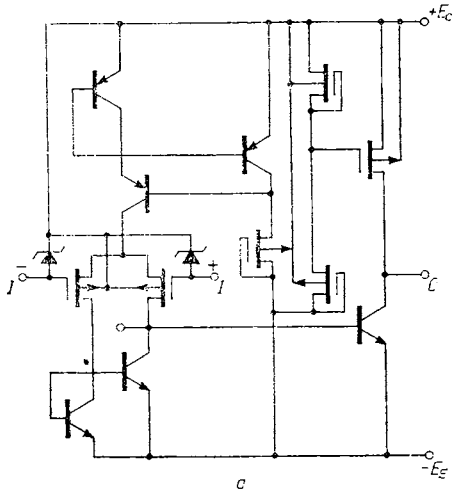
● **Tranzistoarele superbeta** concurează tranzistcarele cu efect de cîmp: aceste tranzistoare sînt tranzistoare bipolare cu factor de amplificare cu un ordin de mărime mai ridicat decît al tranzistoarelor standard, deci în domeniul 2 000 ... 10 000, la curenți de colector de 1 μA ceea ce le face să devină competitive cu TEC-urile; din punct de vedere constructiv, tranzistoarele superbeta au grosimi de bază mai mici decît a celor standard, ceea ce are drept efect *obținerea unor valori neuzual de mici* (de ordinul a 5 V) *pentru tensiunile de străpungere* U_{CEO}. Aceste tranzistoare pot lucra la tensiuni colector-bază egale cu zero eliminînd aspectele negative legate de curenții reziduali ai TEC-urilor. De aceea ele *pot lucra la temperaturi mai ridicate.* De asemenea, *au tensiuni reziduale de ordinul* 1 mV și *derive de* 3 μV/°C.

● **Utilizarea tranzistoarelor standard în conexiune Darlington** a fost de asemenea încercată pentru obținerea unor curenți de polarizare foarte mici. Utilizarea tranzistoarelor în conexiune Darlington la realizarea etajelor diferențiale ridică însă o serie de probleme specifice legate de variabilele pro-

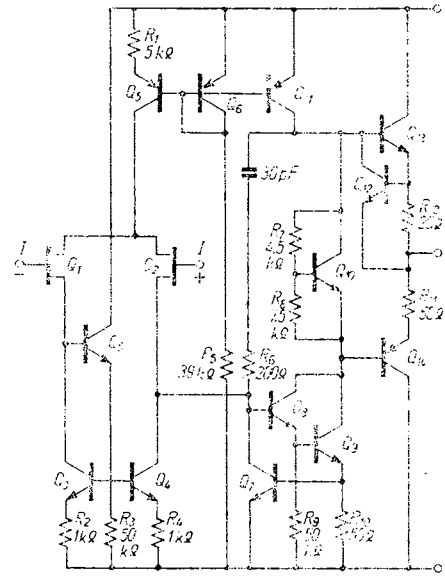
cesului tehnologic care pot fi rezumate astfel: degradarea *mărimilor de intrare, creșterea zgomotului de intrare, reducerea rejecției de mod comun și a vitezei de variație a semnalului de ieșire.* Conexiunea Darlington se poate utiliza însă cu mai mult succes *în cazul compunerii unui tranzistor superbeta cu un tranzistor standard,* ceea ce *asigură curenți de intrare mai mici de* 50 pA în domeniul de temperaturi cuprinse între 0 și 70°C, egalînd astfel performanțele celor mai bune tranzistoare cu efect de cîmp. Tensiunea de intrare de decalaj nu va fi la fel de mică ca în cazul unui tranzistor superbeta, dar va fi substanțial mai bună decît a unui tranzistor cu efect de cîmp monolitic.

Ca urmare, *din punctul de vedere al* **obținerii unei impedanțe de intrare mari,** *cele mai indicate dispozitive pentru a fi utilizate în etajul de intrare sînt*

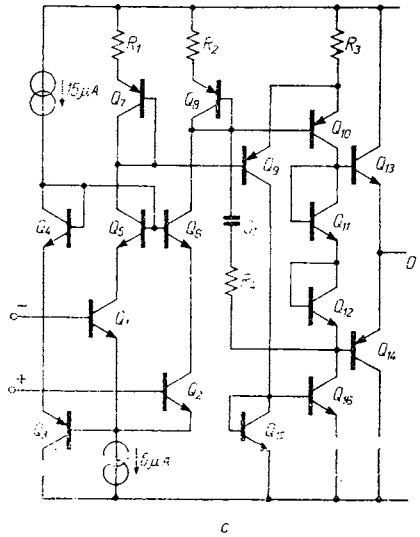
Tabelul 4.1. **COMPARAȚIE ÎNTRE DIFERITELE CATEGORII DE AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE**



c

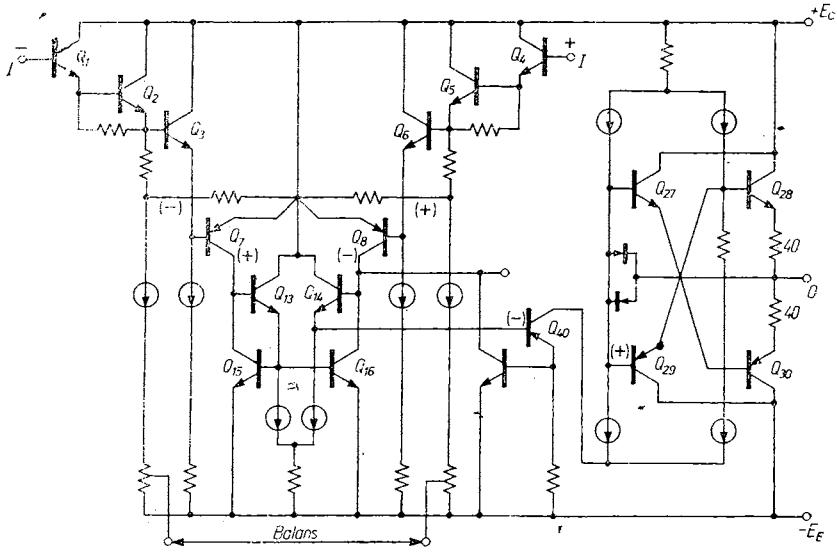


b

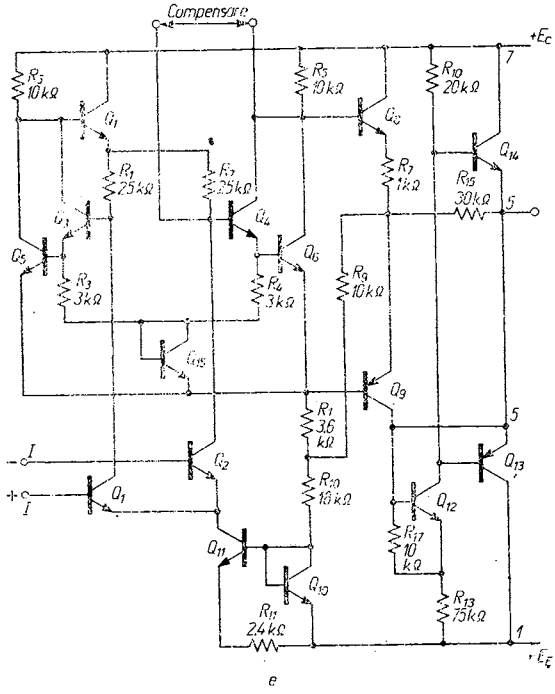


c

a — TECMOS — schema L 120: $I_B = 50$pA; $R_I = 2 \cdot 10^{11}\Omega$; $SR = 15$V/μS (tipic); $RMC = 50$ dB (min);
b — TEC-J — schema μA 740: $I_B = 200$ pA (max); $I_{IO} = 100$ pA (max); $R_I = 1 \cdot 10^{12}\Omega$; $SR = 6$V/μS (tipic); $RMC = 80$ dB (min);
c — tranzistoare bipolare superbeta — schema LM 108: $I_B = 2$nA (max); $I_{IO} = 0{,}2$ nA (max); $R_I = 70$ MΩ (tipic); $SR = 0{,}3$ V/μS (tipic); $RMC = 85$ dB (tipic).



d



e

d — tranzistoare bipolare în configurație Darlington—schema NE 521:
$I_B = 500$ nA (max); $I_{IO} = 200$ nA (max); $R_I = 20$ MΩ (tipic); $SR = 30 \ldots 35$ V/μS; $RMC = 70$ dB (min);
e — tranzistoare bipolare standard—schema μA 709:
$I_B = 500$ nA (max); $I_{IO} = 200$ nA (max); $R_I = 400$ kΩ (tipic); $SR = 0{,}25$ V/μS; $RMC = 70$ dB (min).

în ordine următoarele **TECMOS, TEC-J, tranzistoarele bipolare superbeta, tranzistoarele bipolare în conexiune Darlington și tranzistoarele** bipolare **standard** (tabelul 4.1, *a, b c, d, e*).

După această discuție referitoare la parametrii de intrare se definesc în continuare următorii parametri:

Impedanța de ieșire Z_{oi} este *raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația corespunzătoare a curentului de ieșire pentru tensiuni de ieșire apropiate de zero*, având valori tipice cuprinse între 0,75 și 1 000 Ω. Această rezistență

nu afectează performanțele circuitelor, cu excepția faptului că *poate înrăutăți stabilitatea în frecvență* atît pentru sarcini capacitive mari, cît și pentru amplificatoarele operaționale de putere, care lucrează pe sarcini rezistive de valori mici.

Cîștigul diferențial în buclă deschisă *a* reprezintă *raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația tensiunii de intrare diferențiale* (fig.4.4) avînd valori tipice cuprinse între 10^4 — 10^6.

Factorul de rejecție pe mod comun RMC este *raportul între cîștigul diferențial în buclă deschisă și cîștigul pe mod comun în buclă deschisă,* avînd valori tipice cuprinse între 70 și 100 dB.

Factorul de rejecție a tensiunii de alimentare este *raportul dintre variația tensiunii de decalaj de intrare și variația surselor de alimentare care conduce la aceeași deplasare a tensiunii de ieșire.* Se poate defini cîte un asemenea factor pentru fiecare sursă de alimentare.

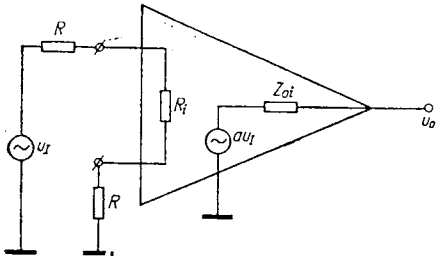


Fig. 4.4. Circuit utilizat pentru definirea cîștigului diferențial în buclă închisă.

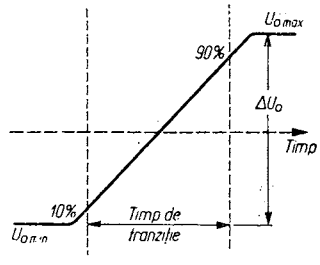


Fig. 4.5. Definirea grafică a timpului de tranziție.

Timpul de tranziție este definit ca *timpul necesar semnalului de ieșire să treacă de la* 10% la 90% *între două nivele specificate.* Cel mai prost timp de tranziție al unui amplificator operațional corespunde trecerii de la 10% la 90% între valorile negative și pozitive maxime ale tensiunii de ieșire (fig.4.5).

Viteza de variație a semnalului de ieșire SR. După cum se vede din figura 4.5 timpul de tranziție depinde de excursia semnalului de ieșire. De aceea, o indicație mai semnificativă a vitezei de lucru a circuitului este viteza de variație a semnalului de ieșire, reprezentînd panta du_o/dt. Viteza de variație a semnalului de ieșire, (slew rate) este definită ca *viteză de variație a tensiunii de ieșire, limitată intern, în condițiile aplicării unei funcții treaptă de amplitudine mare la intrare,* adică $\Delta u_o/\Delta t$ (fig.4.6).

Valorile tipice ale acestei viteze sînt cuprinse între 0,1 și 1 500 V/μs.

Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor operaționale poate fi specificat prin măsurarea a trei frecvențe caracteristice:

f_s — frecvența corespunzătoare funcționării în regim sinusoidal și semnal mic pentru care amplificarea în buclă deschisă se reduce cu trei dB față de valoarea sa maximă;

f_u — frecvența corespunzătoare amplificării unitare ($a_u = 0$ dB) la semnal mic;

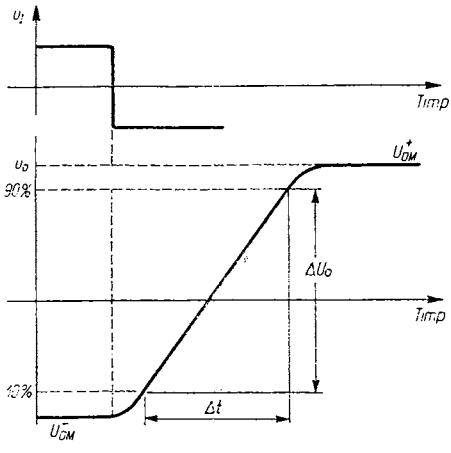


Fig. 4.6. Excitarea unui amplificator operațional cu o funcție treaptă de amplitudine mare pentru determinarea vitezei de variație a semnalului de ieșire.

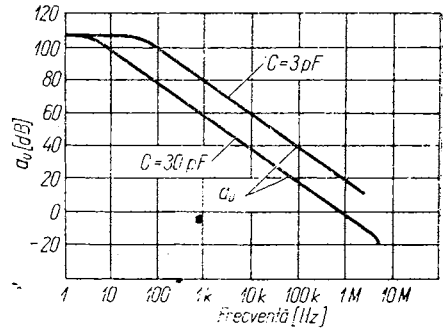


Fig. 4.7. Răspunsul în frecvență al amplificatorului operațional LM 101 pentru două valori ale condensatorului de compensare.

f_{0max} — numită frecvența de răspuns maximă este frecvența maximă corespunzătoare unei excitări sinusoidale pentru care se obține tensiunea de ieșire maximă posibilă nedistorsionată (variind deci între U^-_{OM} și U^+_{OM}). Se va demonstra că.

$$f_{0max} = SR/(U^+_{OM} - U^-_{OM}), \tag{4.3}$$

unde $(U^+_{OM} - U^-_{OM})$ reprezintă tensiunea vîrf-vîrf maximă posibilă a fi furnizată de amplificatorul operațional considerat în condițiile alimentării de la sursele de alimentare $\pm E_C$.

Spre deosebire de frecvențele caracteristice precedente, această frecvență nu apare în mod explicit pe caracteristica de frecvență a amplificatoarelor operaționale, după cum rezultă pentru exemplificare din figura 4.7. Frecvența $f_{0\,Max}$ este mai mică decît celelalte două, fiind un parametru important al amplificatoarelor operaționale, deși uneori nu este precizată în datele de catalog.

După cum e de așteptat, răspunsul în frecvență a amplificatoarelor operaționale depinde de elementele circuitului exterior de compensare în frecvență (fig.4.7.).

Caracteristica de frecvență în buclă deschisă a amplificatoarelor operaționale determină comportarea lor în buclă închisă. Apar în continuare două probleme:

— analiza stabilității circuitului cu reacție în domeniul frecvenței;

— aprecierea comportărilor în interiorul benzii pentru configurații stabile înțelegînd prin aceasta determinarea supracreșterilor fie în caracteristica amplitudine frecvență, fie în răspunsul la impulsuri.

4.3. ANALIZA AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE MONOLITICE

Pentru exemplificare se consideră amplificatorul operațional μA 741, reprezentînd amplificatorul operațional cel mai răspîndit în prezent. Acest amplificator operațional a cărui schemă simplificată este dată în figura 4.8,

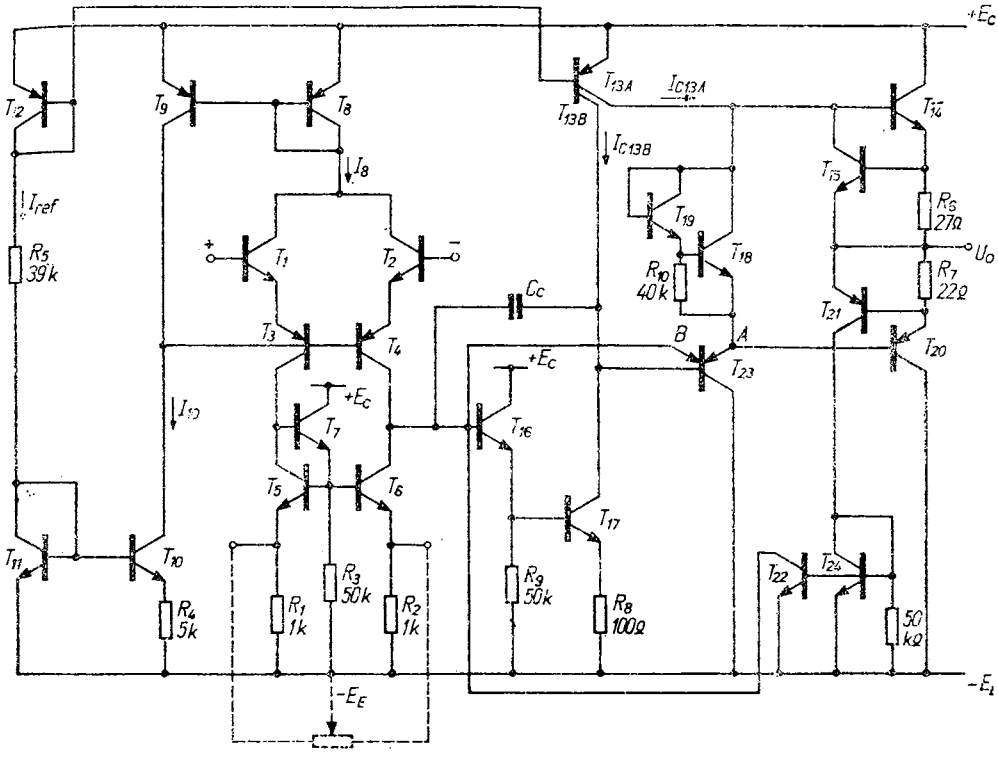


Fig. 4.8. Schema simplificată a amplificatorului operațional μA741

a fost realizat pentru prima oară în 1974 în S.U.A, și apoi preluat de multe firme producătoare de circuite integrate liniare, printre care și I.P.R.S. Băneasa. Este un circuit integrat relativ simplu, compensat intern, avînd un cîștig diferențial mare și domenii adecvate pentru tensiunile de intrare de mod diferențial și de mod comun.

4.3.1. DESCRIEREA CALITATIVĂ A FUNCȚIONĂRII AMPLIFICATORULUI OPERAȚIONAL μA 741

În esență, amplificatorul operațional μA 741 are trei etaje fundamentale: un etaj de intrare, un etaj de amplificare intermediară și un etaj de putere.

● **Etajul de intrare** este un *etaj diferențial de tip parafază*. Acesta înseamnă că intrarea se face pe tranzistoarele T_1 și T_2 în conexiunea cu colectorul comun, care comandă în continuare perechea de tranzistoare *pnp* T_3 și T_4 în conexiunea cu baza comună, avînd o sarcină activă formată de T_5 și T_6. Aceste șase tranzistoare de bază ale etajului de intrare îndeplinesc trei funcții separate cerute de tehnologia de integrare monolitică:

1. Ele asigură *o intrare diferențială* care este *relativ insensibilă la tensiunile de intrare de mod comun, o rezistență de intrare mare, curent de polarizare mic și o oarecare amplificare în tensiune*. Realizarea unei amplificări în ten-

siune chiar în etajul de intrare este necesară deoarece zgomotul și tensiunea de decalaj introdusă de cel de-al doilea și al treilea etaj al amplificatorului operațional se divid prin amplificarea primului etaj atunci cînd se face raportarea lor la intrare.

2. Configurația etajului de intrare *asigură deplasarea necesară a nivelului de curent continuu folosind legarea în cascadă a cîte două tranzistoare amplificatoare, unul npn și celălalt pnp.* După cum se știe tranzistoarele *pnp* realizate prin tehnologia monolitică clasică au un răspuns prost în frecvență. Din acest punct de vedere, ar fi de dorit să se folosească numai tranzistoare *npn.* După cum s-a mai arătat, este necesar însă ca nivelul de curent continuu să se deplaseze pe parcurs spre valori negative; aceasta se realizează prin introducerea tranzistoarelor *pnp* în calea semnal conectate în conexiunea cu bază comună, pentru a nu înrăutăți comportarea în frecvență a etajului. Se observă că schema utilizată menține colectoarele tranzistoarelor *pnp* la o tensiune continuă apropiată de valoarea sursei de alimentare negativă.

3. Etajul de intrare *permite trecerea de la o intrare diferențială la o ieșire simplă.* După cum s-a arătat, amplificatoarele operaționale au intrare diferențială și ieșire simplă; de aceea, în interiorul lor trebuie să se facă undeva trecerea la o ieșire simplă. O posibilitate ar fi să se iasă numai dintr-unul din colectoarele unui etaj diferențial clasic și să se intre într-un etaj de amplificare cu o singură ieșire.

O asemenea soluție însă înjumătățește valoarea amplificării în tensiune, avînd totodată o rejecție proastă a modului comun. Din aceste motive s-a recurs la utilizarea sarcinii constituite de tranzistoarele T_5 și T_6.

● **Etajul de amplificare intermediară** este constituit din tranzistoarele T_{16} și T_{17}. T_{16} lucrează ca repetor pe emitor: el are rolul de a reduce efectul de șuntare a sarcinii active a etajului precedent de către tranzistorul amplificator T_{17}. Tranzistorul T_{17}, lucrînd în conexiunea cu emitorul comun, are drept sarcină activă tranzistorul T_{13B}. Acest etaj de amplificare intermediar *realizează un cîștig foarte mare în tensiune.* La ieșirea sa este conectat tranzistorul T_{23}, tot ca repetor pe emitor, pentru a reduce șuntarea sarcinii active a lui T_{17} de către impedanța de intrare în etajul final.

De observat că tranzistorul T_{13} este un tranzistor *pnp* multicolector. El este echivalent, după cum reiese din figura 4.9, cu două tranzistoare *pnp* avînd joncțiunile bază emitor conectate în paralel. Ca urmare, raportul celor doi curenți de colector este egal cu raportul curenților de saturație. Pentru tranzistorul multicolector T_{13} acest raport este $I_{C13B}/I_{C13A} = 3/1$.

● În sfîrșit, ultimul etaj este un **etaj de ieșire** cu tranzistoare complementare T_{14} și T_{20} lucrînd în clasă AB în conexiunea cu colectorul comun; polarizarea tranzistoarelor se face cu ajutorul configurației de diodă multiplicată realizată de T_{18}, T_{19} și R_{10}.

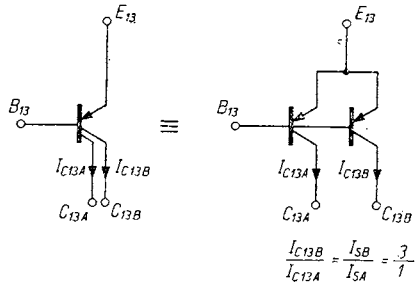


Fig. 4.9. Circuitul echivalent al unui tranzistor pnp multicolector.

● Amplificatorul operațional μA 741 mai are, pe lîngă tranzistoarele din calea de semnal, unele **circuite anexe.** De exemplu, el conține o serie de *surse de curent necesare pentru asigurarea curenților de repaus ai tranzistoarelor din calea de semnal.*

Astfel, tranzistoarele T_{11} și T_{10} formează o *sursă de curent de tip Widlar* pentru care curentul de referință este curentul prin rezistența R_5, iar curentul de ieșire este curentul I_{10}.

O a doua sursă de curent este *oglinda simplă* realizată de tranzistoarele T_9 și. T.

De asemenea, T_{12} împreună cu T_{13A} și T_{13B} formează încă două surse simple de curent avînd drept curent de referință tot curentul prin rezistența R_5, iar drept curenți de ieșire curenții $I_{C13\,B}$ și $I_{C12\,A}$ corespunzînd sarcinilor active ale tranzistoarelor T_{17} și T_{23}.

Deoarece structura oglinzii simple de curent determină:

$$I_{ref} = I_{C13\,A} + I_{C13\,B}$$

rezultă:

$$I_{C13\,B} = 3/4\, I_{ref}$$

$$I_{C13\,A} = 1/4\, I_{ref}.$$

● Schema amplificatorului μA 741 conține mai multe *dispozitive care devin active numai în condiții de suprasarcină.*

Astfel, *tranzistorul* T_{15} se deschide numai cînd căderea de tensiune pe rezistența de 22Ω în serie cu tranzistorul de ieșire ajunge la aproximativ 550 mV, ceea ce corespunde unui curent prin sarcină spre masă de aproximativ 20 mA. Cînd T_{15} se deschide, el limitează curentul de bază a lui T_{14} și ca urmare curentul de ieșire nu mai poate crește, realizîndu-se astfel protejarea tranzistorului T_{14} față de un scurtcircuit accidental al ieșirii.

Tranzistoarele T_{21}, T_{22} și T_{24} realizează o funcție similară pentru cazul în care curentul prin sarcină circulă în sens invers, adică de la masă spre sursa de alimentare negativă.

Emitorul suplimentar al *tranzistorului* T_{23} permite evitarea unei disipații excesive în tranzistorul T_{16} care poate apărea dacă T_{17} este lăsat să se satureze. Se admite că tensiunea aplicată la intrarea amplificatorului operațional determină blocarea tranzistorului T_1, Curentul, injectat în baza lui T_{16}, are valoarea maximă, egală aproximativ cu curentul I_8. Dacă nu ar exista un circuit de limitare acest curent s-ar amplifica cu β al tranzistorului T_{16}, dînd naștere unui curent mare în colectorul tranzistorului T_{16} și implicit în baza lui T_{17}, ceea ce determină saturarea acestui tranzistor. Deoarece tensiunea u_{CE16} este aproximativ 2 E_C, rezultă că în aceste condiții puterea disipată de tranzistorul T_{16} — tranzistor de mică putere — este $\beta_{16} I_8 \cdot 2E_C$, putînd determina distrugerea sa. Emitorul suplimentar al tranzistorului T_{23} evită saturarea lui T_{17}; într-adevăr, de îndată ce tensiunea pe colectorul lui T_{17} scade suficient pentru a deschide joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_{23B}, acest tranzistor preia o parte din curentul injectat din colectorul lui T_4 limitînd astfel curentul de colector a lui T_{16} la o valoare acceptabilă.

4.3.2. COMPORTAREA DINAMICĂ A AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

Analiza comportării dinamice a amplificatoarelor operaționale se face folosind modelul simplificat în figura 4.10. Acest model corespunde celor mai răspîndite amplificatoare operaționale LM 101, μA 741, μA 776, cît și ampli-

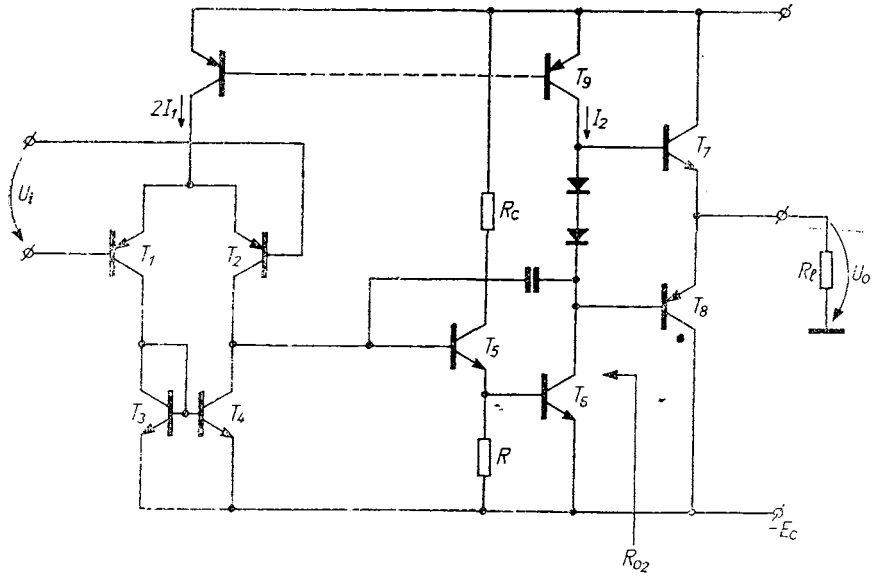


Fig. 4.10. Modelul simplificat al amplificatoarelor operaționale uzuale utilizat pentru analiza comportării lor dinamice.

ficatoarele operaționale duble sau cuadruple mai noi, astfel încît rezultatele ce se vor obține se referă în principiu la această clasă de circuite integrate liniare. Metoda de analiză se poate utiliza însă și pentru alte familii de amplificatoare operaționale, cum ar fi *amplificatoarele de bandă largă, cu compensare de tip cuplaj înainte* (feed-forward), *amplificatoare operaționale cu etaj de intrare realizat cu tranzistoare cu efect de cîmp* etc.

După cum se observă, **modelul general** din figura 4.10 conține, într-o formă simplificată, cele mai importante elemente din structura amplificatoarelor operaționale uzuale. El constă în esență din *două etaje amplificatoare de tensiune*, adică un etaj diferențial de intrare și un al doilea etaj de amplificare intermediar, urmate de *un etaj de ieșire contratimp clasă AB*, realizat cu tranzistoare complementare lucrînd în conexiunea cu colectorul comun pentru a asigura o rezistență de ieșire cît mai mică.

Datorită marii sale simplități modelul din figura 4.10 poate fi analizat prin scrierea cîtorva relații de calcul foarte simple, ceea ce permite o înțelegere directă și intuitivă a funcționării și limitărilor amplificatoarelor operaționale.

a. Amplificarea în tensiune la frecvențe joase

Admițînd o tensiune de intrare diferențială, tensiunea la ieșirea circuitului din figura 4.10 poate fi calculată direct utilizînd circuitul ajutător din figura 4.11, în care:

$$R_{o1} \cong r_{o2} \,||\, r_{o4}$$

$$R_i = r_{\pi 5} + \beta_5 r_{\pi 6}, \text{ dacă } R \gg r_{\pi 6}$$

$$R_{o2} = r_{o9} \,||\, r_{o6}$$

$$R'_l = (\beta_7 R_l) \,||\, R_{o2} \cong \beta_7 R_l \text{ dacă } \beta_7 R_l \ll r_{o9} \,||\, r_{06}.$$

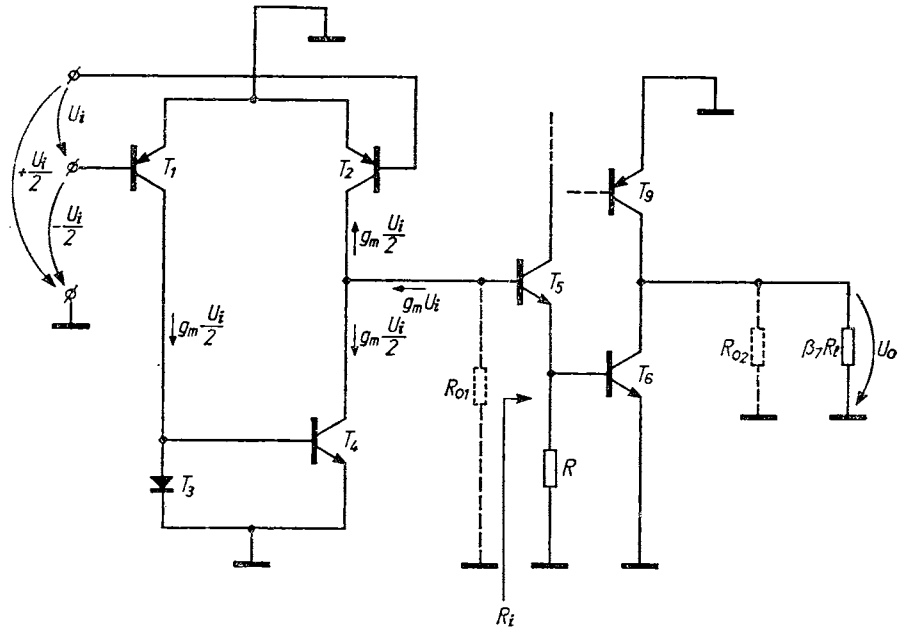


Fig. 4.11. Circuit ajutător pentru calculul amplificării în tensiune.

Se admite de asemenea:

$$g_{m1} = g_{m2}; \qquad \beta_7 = \beta_8; \qquad r_\mu = \infty.$$

Se obține:

$$U_o = (-g_{m1}U_i)(r_{o2}\|r_{o4})/(r_{o2}\|r_{o4} + r\pi_5 + \beta_5 r\pi_6) \cdot (\beta_5\beta_6)(-\beta_7 R_l),$$

și deci amplificarea în tensiune este:

$$a_u = U_o/U_i = (g_{m1}\beta_5\beta_6\beta_7 R_l)/[1 + (r_{\pi5} + \beta_5 r_{\pi6})/(r_{o2}\|r_{o4})]. \tag{4.4}$$

Relația (4.4) ilustrează modul de funcționare a amplificatorului astfel: etajul diferențial de intrare, având drept sarcină o oglindă de curent, convertește tensiunea de intrare într-un curent $g_{m1}U_i$. Tranzistoarele T_5, T_6, T_7 pur și simplu amplifică acest curent de β^3 ori și îl furnizează în sarcină. *Rezistența de ieșire* finită a primului etaj $r_{o2}\|r_{o4}$ *produce o oarecare micșorare a amplificării* ca urmare a comparării ei cu rezistența de intrare în etajul următor, după cum arată factorul,

$$1/[1 + (r_{\pi5} + \beta_5 r_{\pi6})/(r_{o2}\|r_{04})].$$

Pentru o exemplificare numerică, se consideră amplificatorul operațional LM 101 având $I_1 \cong 10$ μA; $I_2 \cong 300$ μA; $\beta_5 = \beta_6 = 150$ și $\beta_7 = 70$, lucrînd de pildă pe o rezistență de sarcină R_l de 2 kΩ.

Înainte de a face calculele numerice, se precizează că acest amplificator are un etaj de intrare diferențial de tip parafază, deci similar amplificatorului operațional μA 741 din figura 4.8, ceea ce implică determinarea pantei efective $g_{m1\,ef}$ a acestui etaj.

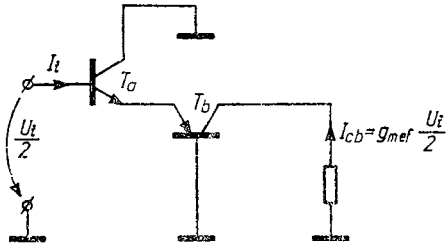


Fig. 4.12. Circuit de curent alternativ al unui etaj de tip parafază.

În acest scop, se utilizează circuitul de curent alternativ din figura 4.12. Analiza de curent alternativ a acestui circuit admițînd $r_x = 0$; $r_\mu = \infty$, conduce la echivalarea conexiunii colector comun-bază comună cu un tranzistor cu emitorul comun avînd parametrii efectivi:

$$r_{\pi ef} = r_{\pi a} + (\beta_a + 1)/(\beta_b + 1)r_{\pi 2} \cong 2r_\pi, \tag{4.5}$$

$$g_{mef} = -\beta_b(\beta_a + 1)/(\beta_b + 1)/r_{\pi ef} \cong -(g_m/2), \tag{4.6}$$

unde s-a considerat că tranzistoarele T_a și T_b lucrînd la același curent de repaus au $\beta_a = \beta_b = \beta$ și $r_{\pi a} = r_{\pi b} = r_\pi$. Se observă că etajul din figura 4.12 nu schimbă faza semnalului de intrare (la joasă frecvență), de unde și denumirea lui de *etaj parafază*.

Revenind la exemplul numeric, se poate calcula deci panta efectivă a primului etaj.

$$g_{m1\,ef} = (40\ I_1/2) = 20 \cdot 0{,}01 = 0{,}2\ \text{mA/V}$$

și deci utilizînd relația (4.4) rezultă că amplificarea în tensiune a amplificatorului operațional LM 101 este:

$$a_u = 0{,}2 \cdot 150 \cdot 150 \cdot 70 \cdot 2 = 630\,000. \tag{4.7}$$

Această valoare corespunde valorii măsurate pentru un amplificator operațional avînd schema lui LM 101 realizat prin asamblarea unor componente discrete pe cablaj imprimat, dar este mult mai mare decît cea care se obține pentru un amplificator operațional monolitic avînd aceeași structură.

După cum se va arăta în continuare, aceasta se datorează reacției termice care apare în cazul realizării monolitice.

b. Efectele reacției termice asupra amplificării în tensiune

Amplificatoarele operaționale uzuale pot să debiteze puteri de ordinul a 50 — 100 mW în sarcină ceea ce face ca etajul de ieșire să disipe puteri cam de același ordin de mărime. Aceasta conduce la creșterea temperaturii plachetei semiconductoare pe care este realizat circuitul integrat proporțional cu puterea disipată respectiv cu puterea debitată în sarcină. Deoarece siliciul este bun conducător de căldură, întreaga plăcuță semiconductoare tinde să aibă aceeași temperatură ca și etajul final. Totuși, pot să apară mici gradienți

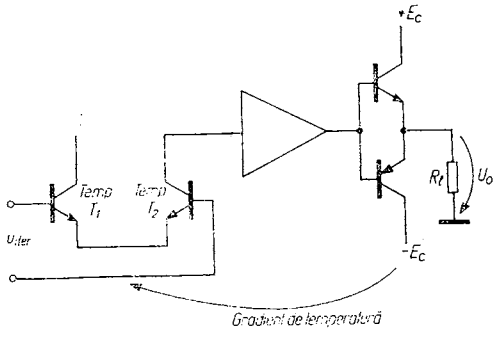


Fig. 4.13. Model simplificat pentru ilustrarea reacției termice dintr-un amplificator monolitic avînd o singură sursă de căldură dominantă și anume etajul final

de temperatură de la cîteva zecimi de grade pînă la cîteva grade la nivelul plăcuței semiconductoare, temperatura cea mai mare corespunzînd etajului final. După cum se arată în figura 4.13, asemenea gradienți de temperatură pot apărea între elementele de circuit ale etajului de intrare, ceea ce determină „inducerea" unei tensiuni de intrare proporționale cu puterea disipată în etajul de ieșire. Într-o primă aproximație se poate considera că diferența de temperatură între tranzistoarele pereche ale etajului de intrare este dată de relația:

$$T_2 - T_1 = \pm K_T p_D \qquad [°C], \tag{4.8}$$

în care p_D este puterea disipată instantanee de etajul final și K_T o constantă avînd dimensiuni de °C/W. Semnul $\pm$ s-a introdus deoarece direcția gradientului termic este necunoscută. De fapt, acest semn poate să se schimbe după cum unul sau altul dintre tranzistoarele finale disipă mai mult, ceea ce este funcție de polaritatea tensiunii de ieșire.

Tensiunea indusă la intrare $u_{i\ ter}$ poate fi calculată astfel:

$$u_{i\ ter} \cong 2 \times 10^{-3}(T_2 - T_1)$$

deoarece tensiunea bază emitor a tranzistoarelor se modifică cu — 2 mV/°C și deci ținînd seama de (4.8) se poate scrie:

$$u_{i\ ter} = \pm K_T p_D (2 \times 10^{-3}) = \pm \gamma_T p_D, \tag{4.9}$$

unde $\gamma_T = K_T (2 \times 10^{-3})$ V/W.

Pentru un circuit integrat monolitic, bine proiectat, astfel încît tranzistoarele de putere să poată fi aproximate cu surse de căldură punctiforme, iar tranzistoarele de intrare să fie plasate pe linii izotermice, valoarea tipică măsurată pentru K_T este:

$$K_T = 0{,}3°C/W$$

corespunzînd unei capsule T 050.

Puterea disipată instantanee de către fiecare dintre tranzistoarele finale poate fi calculată din bilanțul energetic ca fiind

$$p_D = p_A - p_U = E_C i_o - (u^2_o/R_l) = (E_C u_o - u^2_0)/R_l, \tag{4.10}$$

unde i_o și u_o reprezintă valorile instantanee ale curentului prin sarcină, egal cu curentul de colector al tranzistorului final care conduce, respectiv ale tensiunii la bornele sarcinii.

În relația (4.10)

$$E_C = + E_C \text{ pentru } u_o > 0$$
$$E_C = - E_C \text{ pentru } u_o < 0.$$

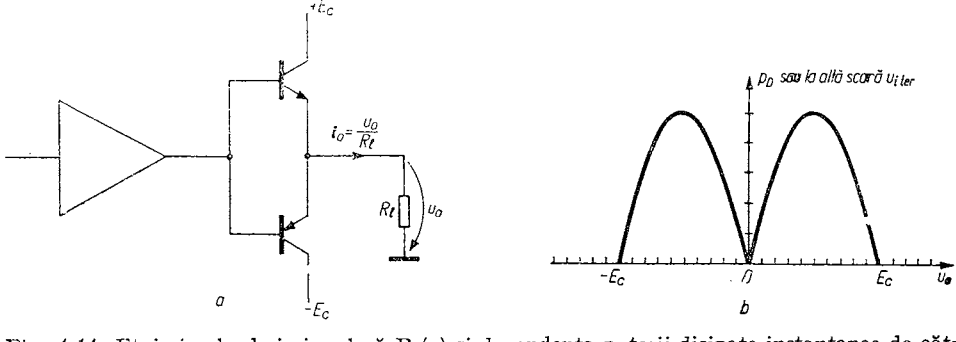


Fig. 4.14. Etaj simplu de ieșire clasă B (*a*) și dependența puterii disipate instantanee de către tranzistoarele finale, în ipoteza că excursia maximă a tensiunii de ieșire este egală cu valoarea surselor de alimentare (*b*).

În figura 4.14 s-a reprezentat variația puterii disipate în funcție de valoarea instantanee a tensiunii de ieșire, punînd în evidență proprietatea cunoscută a etajelor de ieșire clasă B de a *disipa o putere instantanee practic nulă pentru tensiuni de ieșire* $u_o = 0, +E_C, -E_C$. Maximul puterii disipate survine pentru $u_o = +E_C/2, -E_C/2$. Revenind la relația (4.9), rezultă că și tensiunea termică indusă la intrare, fiind direct proporțională cu puterea disipată, va depinde de tensiunea de ieșire în același fel.

În continuare, interesează aspectul funcției de transfer globale $u_o = f(u_i)$. **Funcția de transfer globală** poate fi privită ca avînd două componente (fig. 4.15) .O primă componentă o reprezintă *caracteristica de transfer electrică* $u_o = a_u u_{i\ electric}$, în care a_u are seminficația dată de relația (4.4.); ea va avea deci aspectul unei linii drepte trecînd prin origine. A doua componentă este *caracteristica de transfer corespunzătoare tensiunii de intrare termice* $u_{i\ ter}$ care, după cum s-a arătat, are aspectul din figura 4.14.

Ca urmare, panta la caracteristica de transfer globală, obținută prin însumarea celor două caracteristici, poate avea fie o valoare negativă, fie o valoare pozitivă depinzînd de valoarea tensiunii de ieșire u_o. Aceasta înseamnă că *reacția termică poate modifica faza amplificării în tensiune a amplificatorului operațional cu* 180°, făcînd ca o reacție negativă aplicată unui asemenea amplificator să devină aparent pozitivă. În aceste condiții, care dintre cele două intrări este intrarea inversoare și în continuare ce soluție se poate găsi pentru a face ca amplificatorul operațional folosit cu buclă de reacție să lucreze într-un domeniu de funcționare stabil și deci să nu se „agațe" pe una din surse ?

Pentru a răspunde la aceste întrebări se studiază în continuare un model simplu de amplificator operațional lucrînd în buclă închisă, deci prevăzut cu reacție electrică, care include însă și o reacție termică. După cum reiese din figura 4.16 reacția termică poate fi privită ca o cale de reacție adițională, în paralel cu reacția electrică obișnuită.

Ținînd seama de relațiile (4.9) și (4.10), factorul de transfer al reacției termice f_{ter}, definit ca $(\Delta u_{i\ ter})/(\Delta u_o)$ este:

$$f_{ter} = (\partial u_{i\ ter})/(\partial u_o) = \pm \gamma_t (1/R_l)(E_C - 2u_o). \qquad (4.11)$$

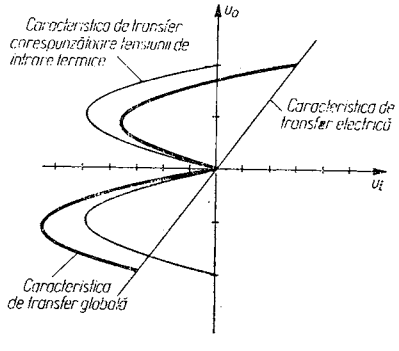


Fig. 4.15. Caracteristicile de transfer idealizate ale unui amplificator operațional punînd în evidență efectul reacției termice.

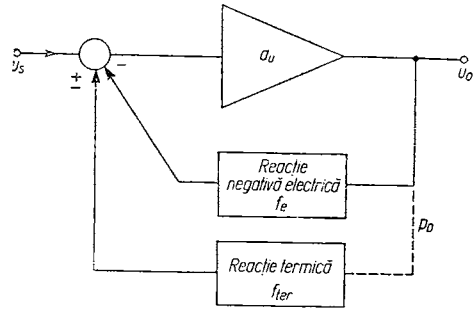


Fig. 4.16. Schema bloc pentru calculul amplificării în buclă închisă a unui amplificator cu reacție termică.

Ca urmare, amplificarea în buclă închisă este:

$$A_u = (u_o/u_s) = a_u/(1 + a_u f_{total}) = a_u/[1 + a_u(f_e \pm |f_{ter}|)], \qquad (4.12)$$

unde a_u este amplificarea în buclă deschisă;
f_{ter} — factorul de transfer al reţelei de reacţie termice;
f_e — factorul de transfer al reacţiei electrice.

Relaţia (4.12) arată că *dacă reacţia electrică este suficient de puternică*, adică $f_e > |f_{ter}|$, *amplificatorul se comportă normal în buclă închisă*. Comportarea sa e determinată numai de reţeaua de reacţie electrică, adică:

$$A_u \cong 1/f_e.$$

Pe de altă parte, *dacă reacţia electrică este foarte mică* ($f_e \ll |f_{ter}|$) sau eventual inexistentă, *reacţia termică devine predominantă*, dînd naştere unui aparent cîştig în buclă deschisă a_u' determinat de efectul tremic. Considerînd $f_e = 0$, rezultă din relaţiile (4.11) şi (4.12):

$$A_u = a_u' = a_u/[1 \pm a_u(\gamma_T/R_l)(E_C - 2u_o)]. \qquad (4.13)$$

Deoarece $0 < |u_o| < |E_C|$ rezultă, din (4.11), că valoarea maximă a factorului de transfer al reacţiei termice corespunde lui $|u_o| = 0$ şi $|u_o| = E_C$; în aceste puncte deci valoarea aparentă a amplificării în buclă deschisă, limitată de reacţia termică este minimă, avînd expresia:

$$a'_{u\,m} \cong R_l/(\gamma_T E_C). \qquad (4.14,a)$$

Pentru a folosi amplificatorul operaţional într-o manieră previzibilă trebuie ca *reţeaua electrică să reducă amplificarea în buclă închisă sub* această *valoare* a'_{um} *determinată de efectele termice.*

Deci, amplificarea maxim utilizabilă corespunde relaţiei (4.14,a) adică:

$$A_{uM} \cong a'_{u\,m} \cong R_l/(\gamma_T E_C) \qquad (4.14,b)$$

sau

$$A_{uM} = 1/(\gamma_T I_{OM}), \qquad (4.15)$$

unde $I_{OM} = E_C/R_l$ reprezintă valoarea maximă a curentului prin sarcină, în ipoteza că excursia maximă a tensiunii de ieşire este egală cu valoarea surselor de alimentare.

Relaţia (4.15) arată într-o manieră foarte simplă şi generală modul în care se poate calcula amplificarea maxim utilizabilă a unui amplificator operaţional, dacă se cunoaşte curentul maxim de ieşire şi constanta de reacţie termică γ_T.

● Se consideră în continuare, ca un prim exemplu, un amplificator operaţional standard alimentat de la două surse de alimentare $E_C = \pm 15$ V lucrînd pe o rezistenţă de sarcină minimă $R_l = 2$ kΩ, deci $I_{OM} = 15$ V/2 kΩ = 7,5 mA. Deoarece $K_T = 0{,}3$°C/W, $\gamma_T = (2 \times 10^{-3}) \cdot K_T = 0{,}6$ mV/W, rezultă, utilizînd relaţia (4.15):

$$A_{uM} = 1/(0{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 7{,}5 \cdot 10^{-3}) = 220\,000. \qquad (4.16)$$

Comparînd (4.7) şi (4.16) se vede că pentru $R_l = 2$ kΩ, efectul termic este dominant, limitînd cîştigul utilizabil al amplificatorului. Pentru rezistenţe de sarcină mai mari de 6 kΩ, efectul termic devine neglijabil.

● Ca un al doilea exemplu se consideră în continuare un amplificator integrat monolitic de putere, trebuind să debiteze o putere de 1 W într-o sarcină de 16 Ω. Considerînd o alimentare de la o sursă dublă de ±8 V rezultă:

$$I_{OM} = 8 \text{ V}/16 \ \Omega = 0{,}5 \text{ A}$$

și deci pentru aceeași valoare a lui $\gamma_T = 0{,}6$ mV/W rezultă:

$$A_{uM} = 1/(0{,}6 \cdot 10^{-3})(0{,}5) = 3\,300.$$

Aceasta reprezintă o valoare mică comparativ cu valorile tipice ale cîștigurilor electrice uzuale, care sînt în jur de 100 000. Situația se poate îmbunătăți prin folosirea unei plachete de siliciu de suprafață mai mare, plasarea tranzistoarelor de putere cît mai departe de intrări și localizarea intrărilor cît mai îngrijit pe linii izoterme. Dacă se folosește și o capsulă prevăzută cu disipator de cupru, se poate ajunge la $\gamma_T = 50$ μV/W. De exemplu, pentru un amplificator de 5 W bine proiectat, lucrînd pe o sarcină de 8 Ω, și alimentat de la o sursă de 24 V (echivalentă unei surse duble ±12 V), se poate ajunge la un cîștig maxim utilizabil de 13 000 într-o astfel de capsulă.

O ultimă precizare care se poate face este că *efectul reacției termice în configurații de amplificare de cîștiguri mari constă în apariția unor distorsionări la frecvențe joase*, ca urmare a neliniarității caracteristicii de transfer globale discutate mai înainte. Efectul reacției termice scade cu o pantă de aproximativ 20 dB/dec începînd de la o frecvență în jur de 100 — 200 Hz, astfel încît *frecvențele mai înalte nu mai sînt afectate de reacția termică.*

c. Răspunsul în frecvență la semnale mici

La frecvențe mai înalte, la care efectele termice pot fi neglijate, *comportarea amplificatoarelor operaționale depinde numai de fenomenele electrice.*

Cele mai importante caracteristici ale comportării amplificatoarelor operaționale lucrînd fie la semnal mic, fie la semnal mare pot fi determinate cu precizie utilizînd modelul simplificat din figura 4.10.

Pentru analiza comportării la semnal mic se va folosi în continuare modelul de semnal mic din figura 4.17, *a*, în care:

— *etajul diferențial de intrare,* împreună cu sarcina sa activă, s-a înlocuit printr-o sursă de curent controlată în tensiune și independentă de frecvență;

— *etajul de amplificare intermediar,* realizat cu T_5 și T_6 s-a modelat ca un bloc de amplificare, independent de frecvență, avînd parametrii efectivi g_{me} și $r_{\pi e}$ (fig.4.17,*b*) prevăzut cu o reacție capacitivă C_C;

— *etajul de ieșire,* realizat cu două tranzistoare în conexiunea cu colectorul comun, avînd o amplificare unitară s-a neglijat în calculele ulterioare.

Deoarece circuitul conține un singur condensator, frecvența sa limită superioară este, după cum se arată în anexa C,

$$\omega_s = 1/\tau_{C_C}, \tag{4.17}$$

unde τ_{C_C} reprezintă constanta de timp de gol asociată condensatorului C_C. Calculul acestei constante de timp implică determinarea rezistenței „văzute" între terminalele condensatorului C_C; observînd că acest condensator are

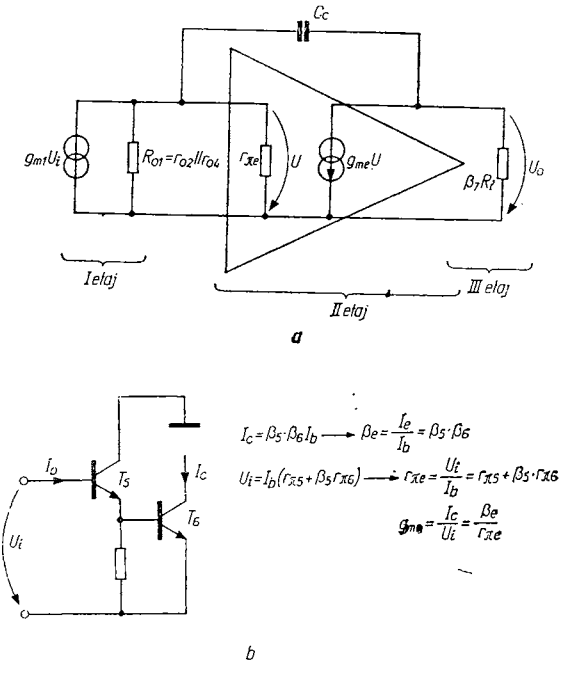


Fig. 4.17. Modelul simplificat de semnal mic al unui amplificator operațional (*a*) și parametrii echivalenți ai etajului de amplificare intermediară (*b*).

o poziție identică cu $C\mu$ dintr-un etaj simplu de amplificare realizat cu un tranzistor bipolar în conexiunea emitor comun se poate aplica direct relația (C.23, a) dedusă în anexa C, rezultînd:

$$R = R_{o1} || r_{\pi e} + \beta_7 R_l + (\beta_5\beta_6)/r_{\pi e}(\beta_7 R_l)(R_{o1} || r_{\pi e}) = \\ = (\beta_5\beta_6)/(r_{\pi e}) \cdot \beta_7 R_l (R_{o1} || r_{\pi e}). \tag{4.18}$$

Se obține:

$$\tau_{Cc} = C_C\beta_5\beta_6\beta_7 R_l (R_{o1})/(R_{o1} + r_{\pi e}) = C_C\beta_5\beta_6\beta_7 R_l \cdot 1/(1 + r_{\pi e}/R_{o1}) \tag{4.19}$$

și deci, în conformitate cu (4.17):

$$\omega_s = (1/\tau_{Cc}) = 1/\{C_C(\beta_5\beta_6\beta_7 R_l)/[1 + (r_{\pi 5} + \beta_5 r_{\pi 6})/(r_{02} || r_{04}]\}, \tag{4.20}$$

în care elementele $r_{\pi e}$ și R_{01} au fost definite pe figura 4.17.

Ținînd seama de relația (4.4) expresia (4.20) poate fi rescrisă sub forma:

$$\omega_s = g_{m1}/(a_0 C_C), \tag{4.21}$$

unde a_0 reprezintă amplificarea în tensiune la frecvențe joase. Relația (4.21) arată că *frecvența limită superioară a unui amplificator operațional este direct proporțională cu curentul de repaus al primului etaj și invers proporțională cu amplificarea în tensiune în domeniul frecvențelor joase și cu valoarea condensatorului de compensare.*

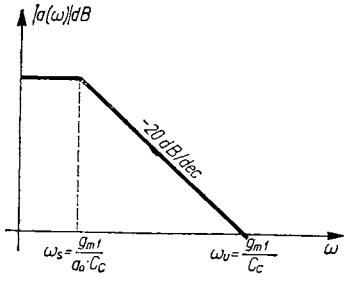


Fig. 4.18. Răspunsul în frecvență al unui amplificator operațional calculat în ipoteza în care condensatorul de compensare C_C are un efect dominant.

Deoarece modelul simplificat de semnal mic are un singur pol, expresia amplificării în tensiune în funcție de frecvență este:

$$a(j\omega) = a_0/(1 + j\omega/\omega_s). \tag{4.22}$$

După cum s-a arătat, răspunsul în frecvență poate fi caracterizat și prin frecvența corespunzătoare unui modul unitar a amplificării ω_u. Punînd condiția $|a| = 1$, din relația (4.22) rezultă:

$$\omega_u = g_{m1}/C_C. \tag{4.23}$$

În concluzie, răspunsul în frecvență a unui amplificator operațional, calculat în ipoteza în care efectul condensatorului de compensare este dominant, are aspectul din figura 4.18.

În amplificatoarele operaționale practice ω_s este o frecvență suficient de joasă, ceea ce se realizează prin utilizarea unor etaje diferențiale de intrare lucrînd la curenți mici și a unor condensatoare de compensare de valori relativ mari. Ca urmare, neglijarea capacităților parazite a condensatoarelor interne mari corespunzătoare tranzistoarelor *pnp* și a polilor nedominanți introduși de etajul de amplificare intermediară sînt justificate într-o primă aproximație.

Pentru exemplificare, se consideră din nou amplificatorul operațional LM 101 pentru care $I_1 = 10$ μA și după cum s-a arătat (rel. 4.6) $g_{m\,ef} = g_m/2 = 40\ I_1/2 = 0{,}2$ mA/V. Pentru $C_C = 30$ pF și $a_0 = 100\,000$, rezultă:

$$f_u = \omega_u/(2\pi) = g_{m\,ef}/(2\pi C_C) = (0{,}2 \cdot 10^{-3})/(2\pi \cdot 30 \cdot 10^{-12}) \cong 1 \text{ MHz} \tag{4.24, a}$$

$$f_s = (f_u/a_0) \cong 10 \text{ Hz}, \tag{4.24, b}$$

ambele valori fiind foarte apropiate de cele măsurate.

d. Viteza de variație a semnalului de ieșire (slew-rate)

Aspectele cu privire la comportarea dinamică a amplificatoarelor operaționale discutate anterior s-au referit la funcționarea acestora în regim de semnal mic. Comportarea circuitelor cu amplificatoare operaționale lucrînd în condițiile unor semnale mari aplicate la intrare fie treaptă, fie sinusoidale, este însă de asemenea importantă.

În figura 4.19 se arată un circuit obișnuit utilizat pentru caracterizarea răspunsului la frecvențe înalte și semnale mari al unui amplificator operațional; circuitul reprezintă un amplificator operațional lucrînd ca repetor, căruia i se aplică la intrare o treaptă de tensiune cuprinsă între 0 și 5 V.

Pentru amplificatorul cu un singur pol dominant, funcția de transfer în buclă deschisă, corespunzătoare funcționării liniare este, după cum s-a calculat anterior, de forma:

$$a(s) = a_0/(1 + s/\omega_s), \qquad (4.25)$$

iar factorul de transfer al reacției este:

$$f_u = 1.$$

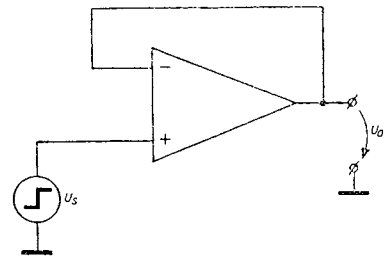


Fig. 4.19. Circuit utilizat pentru determinarea vitezei de variație a semnalului de ieșire.

Deci amplificarea în buclă închisă este:

$$A(s) = U_0(s)/U_s(s) = a(s)/(1 + a(s)) = 1/(1 + 1/a(s)) = \\ = 1/[1 + (1 + s/\omega_s)/a_0] \cong 1/(1 + s/a_0\omega_s). \qquad (4.26,a)$$

Deoarece $a_0\omega_s = \omega_u$, rezultă că amplificarea în tensiune a circuitului considerat este de forma:

$$A(s) = 1/(1 + s/\omega_u). \qquad (4.26,b)$$

Dacă la intrarea acestui circuit se aplică un semnal treaptă, tensiunea de ieșire crește după o lege exponențială; timpul de creștere a tensiunii de ieșire între 10% și 90% din valoarea ei finală poate fi calculat direct cu relația (2.26):

$$t_r = 0{,}35/f_u,$$

ceea ce, de exemplu, pentru amplificatorul operațional μA 741 care are $f_u = 1{,}3$ MHz conduce la:

$$t_r = 0{,}27\ \mu s.$$

În figura 4.20,*b*, s-a trasat dependența de timp a răspunsului calculată ca mai sus pentru o tensiune treaptă de 5 V aplicată la intrare.

Răspunsul măsurat al circuitului din figura 4.19, realizat cu amplificatorul operațional μA 741, este însă cu totul diferit (4.20,*c*) și anume: tensiunea de ieșire crește destul de liniar în timp, deci cu o pantă aproape constantă, având nevoie de aproximativ 5 μs pentru a ajunge la 90% din valoarea finală. Concluzia este că *analiza de semnal mic este complet neadecvată pentru caracterizarea comportării circuitului* în aceste condiții, adică *la semnal mare*. Răspunsul din figura 4.20,*c* reprezintă răspunsul tipic al unui amplificator operațional căruia i se aplică la intrare o treaptă de tensiune de valoare mare. După cum s-a mai arătat, panta acestui răspuns, deci dU_0/dt poartă denumirea de **viteză de variație a semnalului de ieșire** slew-rate și se măsoară în V/μs.

Motivul existenței marii discrepanțe între răspunsul prevăzut și răspunsul observat experimental poate fi stabilit examinînd mode-

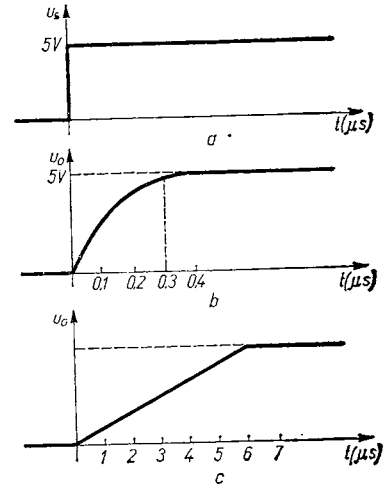


Fig. 4.20. Treapta de tensiune de 5 V aplicată circuitului din figura 4.19 (*a*), răspunsul circuitului realizat cu μA 741 calculat pe faza funcției de transfer de semnal mic (*b*) și răspunsul măsurat al circuitului realizat cu μA 741 (*c*).

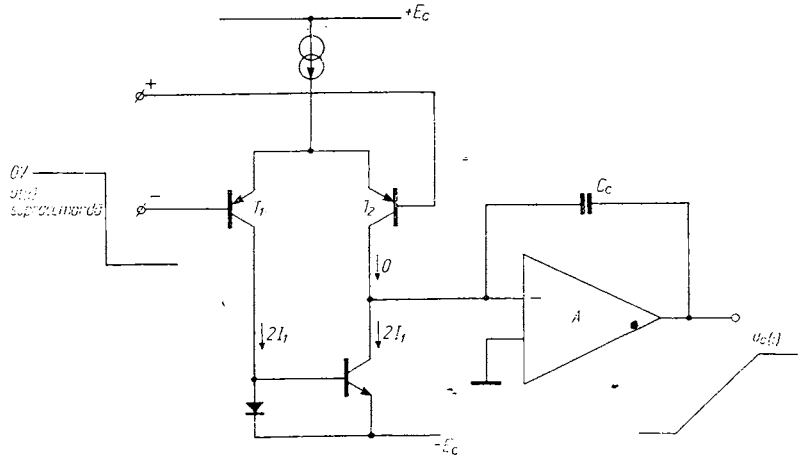


Fig. 4.21. Model simplificat pentru calculul vitezei de variație a semnalului de ieșire pentru un amplificator operațional comandat pe intrarea inversoare.

lul simplificat din figura 4.21, valabil pentru un amplificator operațional uzual; singura ipoteză care se admite este că $I_2 > 2I_1$ (figura 4.10), adică curentul de repaus al etajului prefinal este mai mare decît curentul etajului diferențial de intrare.

Această ipoteză este întotdeauna îndeplinită pentru un amplificator operațional bine proiectat. Dacă I_2 este mai mic decît $2I_1$, viteza de variație SR va fi limitată de I_2 și nu de I_1, cum se întîmplă în mod uzual, ceea ce îi va reduce valoarea.

În continuare se analizează situația cînd *etajul de intrare este supracomandat,* adică adus să lucreze într-un regim de funcționare neliniar. Tensiunea de intrare necesară pentru aceasta depinde evident de configurația etajului de intrare; pentru un etaj de intrare diferențial simplu aceasta înseamnă aplicarea unui semnal de intrare mai mare de $2 \times 26 \cong 60$ mV, așa cum reiese din caracterisitca de transfer a unui asemenea etaj; pentru etajul de intrare al amplificatoarelor LM 101 și μA 741, care au între cele două intrări 4 joncțiuni bază emitor înseriate, va fi nevoie de o tensiune de intrare dublă, deci de aproximativ 120 mV.

Pentru amplificatoarele cu etaj de intrare realizat cu tranzistoare cu efect de cîmp tensiunea de intrare pentru supracomandă trebuie să fie mult mai mare, valorile ei tipice fiind cuprinse între 1 și 3 V.

Modelul simplificat din figura 4.21 arată că *supracomandînd amplificatorul operațional,* de exemplu aplicînd o tensiune negativă pe borna de intrare inversoare, *etajul de intrare este adus într-un domeniu de funcționare neliniar* în care:

$$I_{C2} = 0$$

$$I_{C1} = 2\,I_1,$$

unde I_1 reprezintă, după cum reiese din figura 4.10, curentul de repaus al fiecărui tranzistor al etajului diferențial de intrare. Ca umare, curentul de ieșire maxim disponibil al etajului diferențial I_0 este tot $2\,I_1$. Acest curent este aplicat la intrarea circuitului de integrare format din amplificatorul A și condensatorul de compensare C_C, fiind folosit pentru încărcarea acestui condensator.

Deci, *în condiții de supracomandă etajul de intrare „limitează" valoarea curentului* I_o *la* $2\,I_1$; astfel, circuitul lucrează „neliniar" și este deci normal ca aplicînd o metodă de analiză liniară să nu se obțină rezultatele corecte. Dacă etajul de intrare s-ar comporta liniar, atunci un semnal de intrare de valoare mare, de exemplu cei 5 V din cazul precedent ar determina un curent I_0 foarte mare pentru încărcarea condensatorului de compensare. Faptul că acest curent este limitat la valoarea foarte mică $2\,I_1$ este motivul pentru care viteza reală de variație a semnalului de ieșire este mult mai mică decît cea care rezultă prin aplicarea unei metode de analiză liniare.

Admițînd deci că etajul de intrare este supracomandat, rezultă $I_o = 2\,I_1$ în figura 4.21. Tensiunea de ieșire din circuitul de integrare este:

$$u_o = (1/C_C) \int 2I_1 \, dt$$

și deci viteza de variație SR are expresia:

$$SR = (du_o/dt) = (2\,I_1/C_C). \tag{4.27}$$

Este evident că același rezultat se obține pentru cazul în care tensiunea de ieșire devine negativă, ceea ce corespunde unei tensiuni treaptă de polaritate opusă aplicată la intrare.

Relația (4.27) arată o pantă constantă de creștere a răspunsului u_o, ceea ce este în concordanță cu rezultatele obținute experimental. Astfel, pentru μA 741 care are $I_1 = 10$ μA și $C_C = 30$ pF rezultă:

$$SR = (du_o/dt) = (2 \cdot 10^{-5})/(30 \cdot 10^{-12}) = 0{,}67 \text{ V}/\mu\text{s}.$$

Determinarea vitezei de variație a semnalului de ieșire s-a făcut pe modelul din figura 4.21, care nu are reacție globală. Deoarece, după cum s-a arătat, pe perioada de variație a semnalului de ieșire etajul de intrare este „blocat", prezența unui circuit global de reacție, care să aducă un semnal la intrarea amplificatorului operațional proporțional cu semnalul de ieșire, nu afectează funcționarea circuitului pe acest interval de timp. De aceea *viteza de variație a semnalului de ieșire este aceeași, indiferent dacă există sau nu reacție.* Evident, *viteza de variație a semnalului de ieșire depinde de valoarea condensatorului de compensare,* care deci trebuie precizată întotdeauna pentru a se putea aprecia performanțele unui amplificator operațional.

Experimental se pot obține pentru viteza de variație SR valori ușor diferite de cele corespunzătoare relației (4.27). Aceasta se datorează condensatorului de ieșire C_S a sursei de curent $2\,I_1$, care „fură" o fracțiune I_s din curentul $2I_1$; ca urmare, valoarea maximă a curentului de încărcare a condensatorului de compensare devine la $2I_1 \pm I_s$, ceea ce are drept efect modificarea valorii vitezei de variație a semnalului de ieșire. Această modificare poate fi în sens crescător sau descrescător depinzînd de polaritatea tensiunii de intrare, de tipul tranzistoarelor (*npn* sau *pnp*) a etajului diferențial de intrare, precum și de raportul capacităților C_C și C_S.

De exemplu, pentru amplificatorul diferențial LM 118, $C_C = 5$ pF, $C_S = 2$pF, rezultînd o modificare a vitezei de variație de aproximativ 30% față de valoarea corespunzătoare relației (4.27). Pentru μA 741, care are $C_C = 30$ pF și $C_S = 4$ pF modificarea este însă numai de 12%.

Pe baza relațiilor de calcul aproximative deduse se poate stabili o legătură între răspunsul la semnal mare și la semnal mic. Astfel din relația (4.23) rezultă:

$$C_C = g_{m1}/\omega_u,$$

ceea ce înlocuit în relația (4.27) conduce la:

$$SR = (2I_1/g_{m1})\omega_u. \tag{4.28}$$

Relația (4.28) este o relație generală și foarte utilă. Ea arată că *pentru o frecvență dată* ω_u, *corespunzînd unei amplificări unitare, viteza de variație a semnalului de ieșire depinde de raportul dintre curentul de repaus al primului etaj și panta primului etaj* (I_1/g_{m1}). Frecvența ω_u este în principiu determinată de tehnologia folosită pentru realizarea amplificatoarelor operaționale. De aceea *singura cale efectivă de mărire a vitezei de variație a semnalului de ieșire este de a crește* raportul I_1/g_{m1}, *adică raportul dintre curentul de polarizare și panta primului etaj.*

c. Frecvența de răspuns maximă

Viteza finită de variație a semnalului de ieșire nu influențează numai răspunsul amplificatorului operațional la funcția treaptă, ci are ca efect distorsionarea oricărei forme de undă de semnal mare de la o anumită frecvență în sus. **Frecvența de răspuns** ω_{0max} reprezintă *valoarea maximă a frecvenței semnalului de intrare pentru care se obține un semnal de ieșire de amplitudine egală cu excursia maximă a tensiunii de ieșire nedistorsionată.*

Pentru un semnal de ieșire sinusoidal:

$$u_o(t) = U_o \sin \omega t$$

$$\mathrm{d}u_o(t)/\mathrm{d}t = \omega U_o \cos \omega t,$$

care are un maxim pentru cos $\omega t = 1$ avînd valoarea:

$$\mathrm{d}u_o(t)/\mathrm{d}t\,|_{\max} = \omega U_o. \tag{4.29}$$

Dacă valoarea $\mathrm{d}u_o(t)/\mathrm{d}t\,|_{\max}$ dată de relația (4.29) este mai mică decît viteza de variație a tensiunii de ieșire corespunzătoare relației (4.27), tensiunea de ieșire reproduce forma tensiunii de intrare. Dacă ωU_o devine mai mare decît SR_{max}, tensiunea de ieșire nu va mai putea urmări tensiunea de intrare, ceea ce are drept rezultat o distorsionare a semnalului de intrare de tipul celui ilustrat în figura 4.22.

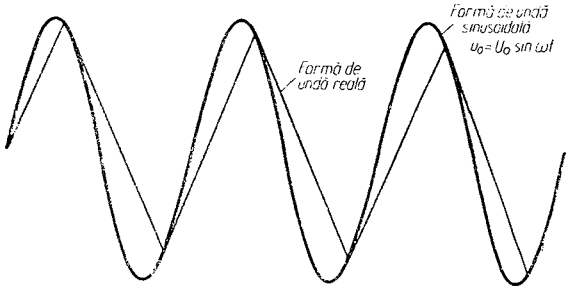


Fig. 4.22. Răspunsul în frecvență al circuitului din figura 4.19 în condițiile excitării sale cu un semnal sinsuoidal de valoare mare și frecvență $f > f_{0\,Max}$.

Din relația (4.29) rezultă că frecvența maximă care poate fi reprodusă fără a fi distorsionată, în condițiile unui semnal mare de intrare este:

$$f_{0\max} = (\omega_{0\max})/(2\pi) = (1/2\pi)\,(1/U_o)\,(\mathrm{d}U_o/\mathrm{d}t)_{\max}$$

$$f_{0\max} = (\omega_{0\max})/(2\pi) = (1/2\pi)\,(1/U_o)\,(\mathrm{SR}_{\max}), \qquad (4.30)$$

unde $\mathrm{SR}_{\mathrm{Max}}$ corespunde valorii date de relația (4.27). De aceea, *în practică, pentru ca să nu apară distorsiuni* de tipul celor din figura 4.18, *se obișnuiește să se evite aplicarea unor semnale de intrare care să aducă tensiunea de ieșire la valoarea maxim posibilă*, care este ușor mai mică decît E_C.

Pentru amplificatoarele operaționale μA 741 si LM 101 care au SR = = 0,67 V/μs, după cum s-a calculat anterior, admițînd E_C = 10 V, rezultă U_o = 10 V și deci:

$$f_{0\max} = 1/(2\pi\ 10\ \mathrm{V}) \cdot 0{,}67\ \mathrm{V}/\mu\mathrm{sec} = 10{,}7\ \mathrm{kHz},$$

ceea ce reprezintă o frecvență relativ modestă comparativ cu frecvențele de lucru mult mai mari admisibile în condițiile unui semnal mic de intrare.

Chiar pentru amplificatoarele operaționale mai evoluate, avînd de exemplu f_u = 100 MHz, frecvența de răspuns maximă corespunzătoare unei tensiuni de ieșire maxime de 10 V este de numai 0,5 MHz ceea ce arată *necesitatea găsirii unor soluții de îmbunătățire a vitezei de variație a tensiunii de ieșire.*

f. Metode de creștere a vitezei de variație a semnalului de ieșire

Pentru examinarea metodelor de îmbunătățire ale vitezei de variație a semnalului de ieșire este util să se revină la relația generală de calcul (4.28) potrivit căreia:

$$\mathrm{SR} = (2I_1/g_{m1})\ \omega_u,$$

în care I_1 reprezintă curentul de repaus al tranzistoarelor etajului de intrare și g_{m1} panta acestui etaj.

Pentru un etaj de intrare diferențial simplu, de tipul celui din figura 4.10,

$$g_{m1} = (qI_1)/(kT)$$

astfel încît:

$$(I_1/g_{m1}) = (kT/q)$$

și deci viteza de variație a semnalului de ieșire calculată cu relația (4.28) este:

$$\mathrm{SR} = 2\omega_u\,(kT/q). \qquad (4.31)$$

Relația (4.31) arată că deoarece g_{m1} este proporțională cu I_1, influența curentului I_1 asupra vitezei de variație a semnalului de ieșire este anulată. Ca urmare, *SR este independent de valoarea curentului de polarizare pentru un* ω_u *dat.*

Deci, *pentru amplificatoarele operaționale, avînd etaje de intrare simple, creșterea vitezei de variație a semnalului de ieșire se poate obține numai prin* **creșterea frecvenței** ω_u. Aceasta la rîndul ei depinde de frecvențele caracteristice ale tranzistoarelor conținute în circuitul integrat și deci în cele din urmă de procesul tehnologic. De aceea, *creșterea frecvenței* ω_u *implică modifi-*

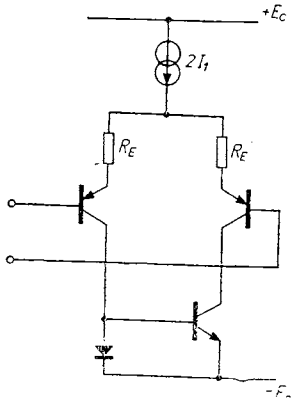


Fig. 4.23. Mărirea vitezei de variație a semnalului de ieșire prin introducerea rezistoarelor R_E în emitoarele tranzistoarelor etajului de intrare.

carea procesului tehnologic. Pentru a demonstra dificultatea unei astfel de soluții se consideră un amplificator operațional mai evoluat avînd $f_u = 100$ MHz. Relația (4.31) arată că în acest caz:

$$SR = 33 \text{ V}/\mu\text{s}$$

ceea ce evident este o valoare bună, dar totuși prea mică în comparație cu dificultățile tehnologiei pe care le implică obținerea unei frecvențe $f_u = 100$ MHz.

Calculele efectuate au arătat că modificarea curentului de repaus al etajului diferențial de intrare nu afectează valoarea mărimii SR. Relația (4.28) indică însă că *viteza de variație a semnalului de intrare poate fi crescută prin* **reducerea pantei** g_{m1} *a etajului de intrare, în condițiile păstrării aceluiași curent de repaus.* Aceasta se poate realiza, de exemplu, introducînd niște rezistențe în emitoarele tranzistoarelor etajului de intrare, după cum se arată în figura 4.23.

Panta efectivă a etajului de intrare se reduce de $(1 + g_{m1}R_E)$ ori, adică devine:

$$g_{me} = g_{m1}/(1 + g_{m1}R_E), \tag{4.32}$$

unde g_{m1} este panta tranzistoarelor etajului diferențial de intrare în lipsa rezistenței R_E, deci pentru $R_E = 0$.
Deoarece:

$$g_{m1} = (q/kT)\, I_1$$

relația (4.32) poate fi rescrisă sub forma:

$$(I_1/g_{me}) = (kT/q) + R_E I_1 \tag{4.33}$$

și deci viteza de variație a semnalului de ieșire se va putea calcula cu relația:

$$SR = 2\omega_u (kT/q + R_E I_1). \tag{4.34}$$

Se observă că *SR crește cu atît mai mult cu cît căderea de tensiune* $R_E I_1$ *este mai mare.* Această metodă de îmbunătățire a vitezei de variație a semnalului de ieșire este limitată deoarece utilizarea rezistențelor în cele două emitoare mărește tensiunea de intrare de decalaj și deriva ei termică, mărește zgomotul de intrare și implică totodată căderi de tensiune continue la bornele lor.

Pentru ilustrarea îmbunătățirii vitezei de variație a semnalului de ieșire prin această metodă se consideră amplificatorul operațional LM 118. Acesta folosește rezistențe R_E astfel încît $R_E I_1 = 500$ mV și are $f_u = 16$ MHz. Din relația (4.34) rezultă:

$$SR = 2 \cdot 2\pi \cdot 16 \cdot 10^6 (26 + 500) \text{ mV/s} = 100 \text{ V}/\mu\text{s}$$

ceea ce este de $(1 + R_E I_1)/(kT/q) = 21$ de ori mai mare decît valoarea care s-ar obține în lipsa rezistențelor.

● O a treia metodă de îmbunătățire a vitezei de variație a semnalului de ieșire se bazează pe **utilizarea unor etaje de intrare realizate cu tranzistoare cu efect de cîmp cu joncțiune**. Aceasta se datorează faptului că la același curent de repaus panta tranzistoarelor cu efect de cîmp este mult mai mică decît a tranzistoarelor bipolare.

Într-adevăr, pentru un tranzistor cu efect de cîmp:

$$g_m = (\Delta I_D)/(\Delta U_{GS}) \quad |_{U_{DS}=\text{ct}} = -(2\,I_{DSS}/U_P)(1 - U_{GS}/U_P).$$

În mod obișnuit, deoarece este nepractic să se polarizeze joncțiunea grilei, se lucrează cu $U_{GS} = 0$ V și $I_D = I_{DSS}$, astfel încît:

$$(I_D/g_m) = -(U_P/2) \tag{4.35}$$

și deci extinzînd rezultatele precedente obținute pentru tranzistoare bipolare se obține:

$$\text{SR}_{\text{TEC}} = 2\omega_{u\text{TEC}}\,(I_D/g_{m\,\text{TEC}}) = 2\omega_{u\text{TEC}}\,(-U_P/2). \tag{4.36}$$

Raportînd relațiile (4.36) și (4.31) se obține:

$$\text{SR}_{\text{TEC}}/\text{SR}_{\text{BP}} = -(U_P/2\,kT/q)\,(\omega_{u\text{TEC}}/\omega_{u\text{BP}}), \tag{4.37}$$

astfel încît pentru $\omega_{u\text{TEC}} = \omega_{u\text{BP}}$ rezultă:

$$(\text{SR}_{\text{TEC}}/\text{SR}_{\text{BP}}) = -U_P/(2\,kT/q). \tag{4.38}$$

Considerînd valoarea tipică $U_P = -2$ V rezultă:

$$\text{SR}_{\text{TEC}}/\text{SR}_{\text{BP}} = 2\,000/2 \cdot 26 \cong 40,$$

deci *amplificatoarele operaționale avînd etajul de intrare realizat cu tranzistoare cu efect de cîmp sînt aproximativ de* 40 *de ori mai rapide decît cele cu tranzistoare bipolare în ipoteza unor frecvențe* ω_u *egale*. Mai mult decît atît, *dacă tranzistoarele cu efect de cîmp cu joncțiune se folosesc și în locul tranzistoarelor pnp lente, se poate îmbunătăți și lărgimea de bandă cu aproximativ un ordin de mărime*. Ca urmare, astfel de amplificatoare operaționale vor avea o viteză de variație a tensiunii de ieșire cu mai mult de 2 ordine de mărime mai mare decît ale amplificatoarelor operaționale convenționale. Se precizează că și *utilizarea tranzistoarelor cu efect de cîmp de tip* MOS *conduce la îmbunătățiri similare*. Aceste performanțe, asociate unor curenți de polarizare de ordinul picoamperilor și unor valori rezonabile pentru mărimile de decalaj și derivele lor termice, reprezintă *avantaje nete comparativ cu amplificatoarele operaționale convenționale*, realizate numai cu tranzistoare bipolare.

De exemplu, în figura 4.24 se arată structura unui amplificator operațional evoluat realizat cu tranzistoare cu efect de cîmp cu canal p pentru a se asigura compatibilitatea tehnologică cu tranzistoare bipolare, întregul ansamblu fiind realizat pe aceeași plăcuță cu siliciu. El are $f_u = 10$ MHz, SR = 33 V/μs, $I_B = 10$ pA, $U_{I_0} = 3$ mV și derivă de 3 μV/°C. După cum se observă, banda de frecvențe și viteza de variație a semnalului de ieșire sînt îmbunătățite față de un ampli-

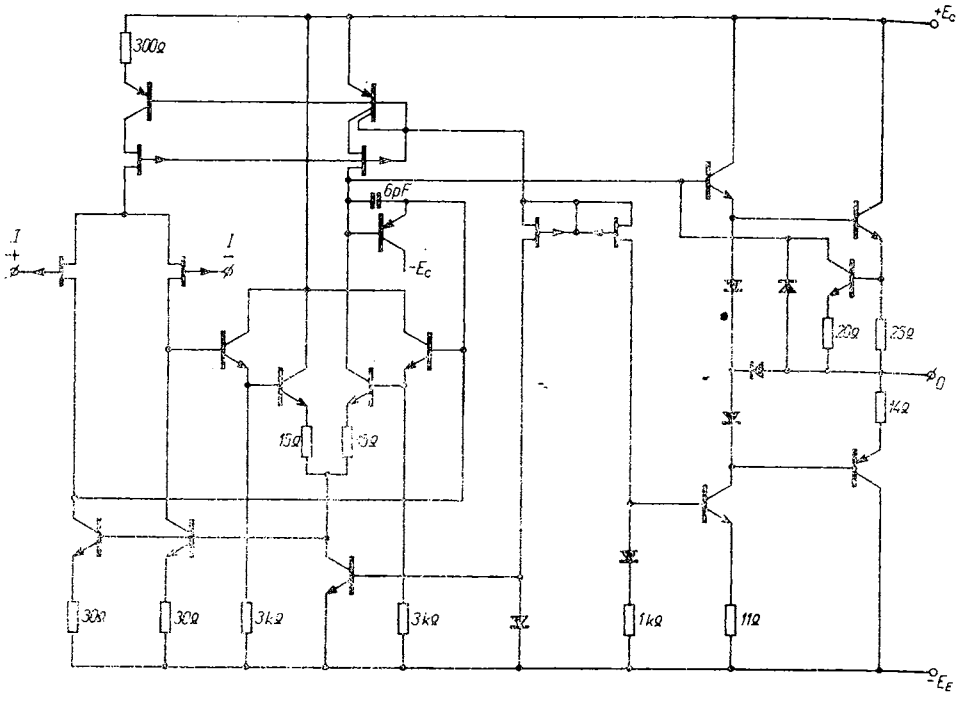


Fig. 4.24. Amplificator operațional monolitic conținînd tranzistoare TECJ cu canal *p*, compatibile cu tranzistoarele bipolare.

ficator convențional de 10, respectiv 100 de ori. Curentul de polarizare este de 10^3 ori mai mic, în timp ce tensiunea de intrare de decalaj și deriva ei sînt de aproximativ același ordin de mărime.

4.4. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE STABILIZATE PRIN CHOPPER

Amplificatoarele operaționale stabilizate prin chopper s-au dezvoltat în *scopul reducerii erorilor de curent continuu introduse de amplificatoarele operaționale convenționale*, erori datorate mărimilor de intrare de decalaj și derivelor lor termice, variațiilor surselor de alimentare, modificării în timp a componentelor etc.

● În figura 4.25 se arată **schema bloc a unei variante de circuit de stabilizare cu chopper.** Aceste amplificatoare împart calea de semnal în două: o cale pentru semnalele de intrare de înaltă frecvență care sînt amplificate direct și o cale pentru semnalele de intrare de joasă frecvență. Filtrul de înaltă frecvență din calea de sus permite ca amplificatorul A_1 să amplifice direct numai componentele de înaltă frecvență.

Calea de jos este calea de joasă frecvență, care acceptă la intrarea sa, prin intermediul filtrului trece-jos, numai componentele de curent continuu sau de joasă frecvență ale semnalului (fig.4.26,*a*). Un comutator de intrare întrerupe periodic semnalul, scurtcircuitîndu-l la masă. Rezultatul acestei operații

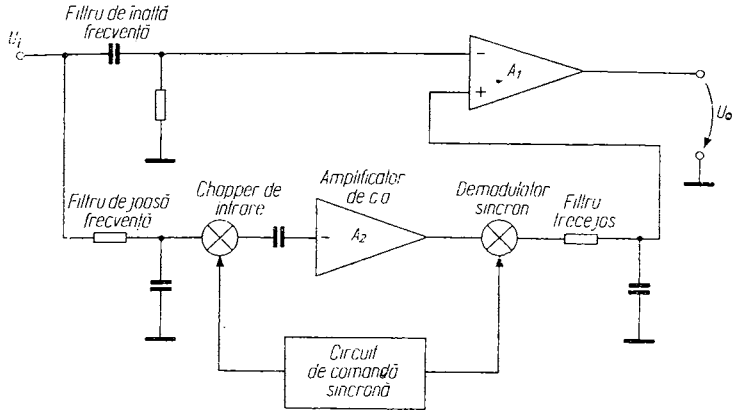


Fig. 4.25. Schema bloc a unui circuit de stabilizare cu chopper.

este un tren de impulsuri modulat în amplitudine de componenta de joasă frecvență a semnalului de intrare (4.26,*b*); acest semnal este aplicat prin condensator la intrarea amplificatorului de curent alternativ A_2 care îl amplifică (fig.4.26, *c*). Pentru a restabili corect polaritatea tensiunii de curent continuu, semnalul amplificat este demodulat sincron cu comutatorul de intrare (fig.4.26, *d*) și apoi filtrat cu ajutorul filtrului trece-jos care elimină componentele de înaltă frecvență datorate procesului de choppare (fig.4.26, *e*). Acest semnal este însumat cu componentă de înaltă frecvență a semnalului de intrare fiind aplicat pe intrarea neinversoare a amplificatorului principal A_1.

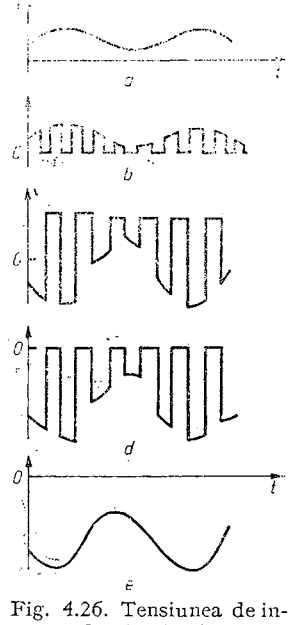


Fig. 4.26. Tensiunea de intrare de joasă frecvență (*a*) este transformată în forma de undă (*b*) care este aplicată prin condensator la intrarea amplificatorului de curent alternativ și amplificată (*c*). Nivelul de curent continuu este restabilit (*d*), semnalul rezultat este filtrat pentru a fi apoi aplicat la intrarea amplificatorului principal.

Efectul principal al acestei metode constă atît în *minimizarea curentului de intrare* cît *și în reducerea tensiunii de intrare de decalaj și a derivei amplificatorului* A_1 *de un număr de ori egal cu cîștigul căii de amplificare a semnalului „choppat", realizîndu-se astfel o amplificare de precizie ridicată,* ceea ce este de altfel caracteristic acestor tipuri de amplificatoare. Aceasta se datorează faptului că amplificarea de curent continuu și de joasă frecvență este precedată de modulare; ca urmare, atît semnalele de joasă frecvență, cît și cele de înaltă frecvență sînt aplicate la intrarea celor două amplificatoare prin condensatoare, reducînd astfel erorile de curent continuu ale procesului de amplificare. Este adevărat că există curenți de polarizare și mărimi de intrare de decalaj nenule datorate imperfecțiunii procesului de chhoppare, dar ele sînt extrem de mici.

● **O altă variantă de amplificator operațional stabilizat prin chopper** este prezentată sub formă de schemă bloc din fig. 4.27. Această schemă reprezintă în esență un amplificator cu cuplaj în curent continuu, în care intrarea amplificatorului principal A_1 se deconectează în mod periodic față de semnalul

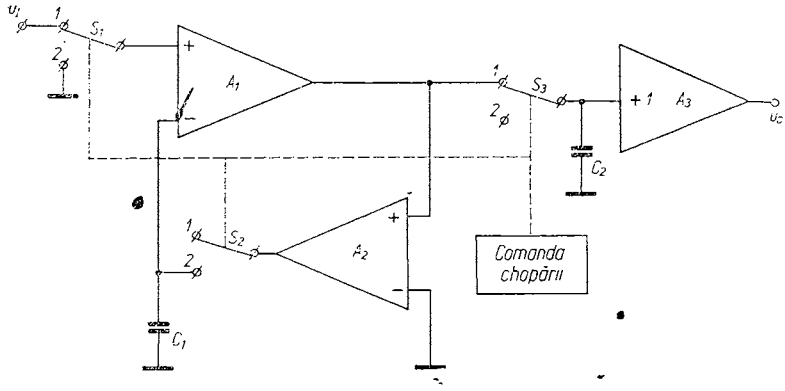


Fig. 4.27. Amplificator cu cuplaj în curent continuu care se deconectează periodic față de semnalul de intrare pentru a-și ajusta tensiunea de ieșire de decalaj la zero.

de intrare și își ajustează tensiunea de ieșire de decalaj la zero. *Absența condensatoarelor de cuplaj asigură o revenire rapidă a amplificatorului din starea corespunzătoare unei supracomenzi la intrare,* ceea ce reprezintă de fapt problema majoră a amplificatoarelor operaționale tradiționale stabilizate cu chhopper, avînd deci schema bloc discutată anterior. Cînd comutatoarele S_1, S_2, S_3 sînt pe poziția *1* circuitul funcționează ca un amplificator de curent continuu. Cînd S_1, S_2, S_3 sînt pe poziția *2* intrarea amplificatorului A_1 este scurtcircuitată la masă, iar A_2 „forțează" punerea la masă a ieșirii lui A_1. Comutatorul S_2 și condensatorul C_1 formează un circuit de eșantionare și memorare, astfel încît condensatorul C_1 memorează tensiunea de corecție necesară pentru aducerea la zero a ieșirii lui A_1, atunci cînd S_2 se va deschide. S_3, C_2 și A_3 formează un al doilea circuit de eșantionare și memorare; el are funcția de a memora valoarea anterioară a ieșirii lui A_1 pe perioada de autozero a acestuia în scopul eliminării discontinuităților semnalului total de ieșire u_0.

Pînă în 1973 amplificatoarele cu stabilizare prin chopper se puteau obține numai prin asamblarea diverselor module constitutive. Ulterior ele s-au realizat sub formă integrată, fie ca circuite monolitice, fie ca circuite hibride, necesitînd din exterior numai aplicarea tensiunilor de alimentare.

Amplificatoarele operaționale integrate cu stabilizare prin chopper folosesc fie schema bloc din figura 4.25 — de exemplu BB3291 (Burr-Brown), fie schema bloc din figura 4.27 — de exemplu SN72088/62088 (Texas Instruments) și HA 2 900 (Harris Semiconductor).

Pentru exemplificare, în figura 4.28 se indică schema bloc a amplificatorului operațional HA 2900 în care A_1 este amplificatorul principal și A_2 amplificatorul auxiliar de stabilizare, A_3 amplificatorul de eșantionare și memorare pentru realizarea funcției de autozero a lui A_2 și A_4 amplificatorul de eșantionare și memorare care menține valoarea anterioară a semnalului de ieșire pe perioada de autoaducere la zero a amplificatorului principal. Intrarea în acest amplificator este diferențială, ceea ce îl deosebește de amplificatoarele cu stabilizare care au de obice o singură intrare, fie inversoare fie neinversoare. Pe perioada în care A_2 realizează procesul de stabilizare comutatoarele S_1 și S_4 sînt închise, iar S_2 și S_3 sînt deschise. Componentele de curent continuu și joasă frecvență ale semnalului de intrare sînt amplificate de A_2 și aplicate ca o corecție lui A_1. Tensiunea de intrare de decalaj efectivă este aproape identică cu cea a amplificatorului A_2. Pentru a menține nivelul tensiunii de decalaj a lui A_2 extrem de mic, acesta este

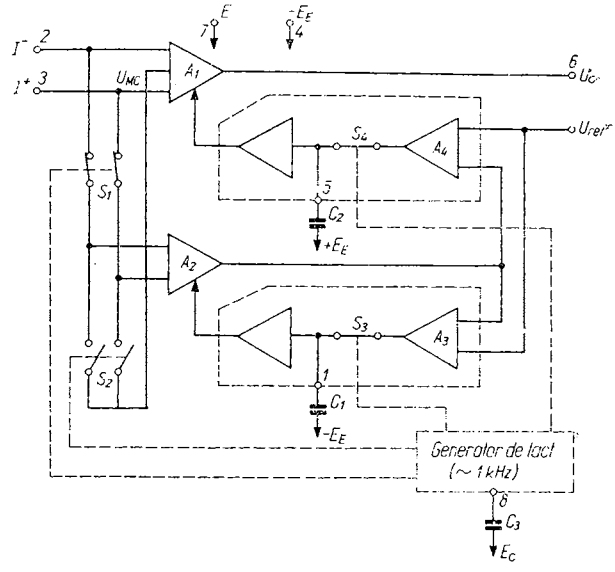


Fig. 4.28. Schema bloc a amplificatorului operațional cu stabilizare prin chopper HA 2900.

prevăzut cu un circuit de autozero. Pentru aceasta S_1 se deschide și S_2 se închide, deconectînd A_2 de la terminalele de intrare și punînd cele două terminale de intrare ale lui A_2 împreună nu la masă ci la o tensiune egală cu tensiunea de intrare de mod comun, ceea ce are drept rezultat mărirea puternică a factorului de rejecție a modului comun. Ca majoritatea amplificatoarelor operaționale, acest amplificator nu are terminal de masă: de aceea, cînd S_3 se închide ieșirea lui A_2 este forțată să egaleze o tensiune internă de referință și nu potențialul maxim. Aceeași tensiune de referință se aplică și pe terminalul de intrare a lui A_4; în consecință, C_2 se încarcă la un astfel de nivel încît să mențină tensiunea de decalaj a lui A_2 la zero. Între timp S_3 se deschide astfel încît C_1 își menține la borne tensiunea anterioară. Deoarece tensiunea de decalaj a lui A_2 a fost astfel adusă la zero el poate fi în continuare folosit pentru stabilizarea lui A_1. Timpii de deschidere și închidere a lui S_1 și S_4 sînt ușor decalați; aceasta permite ca răspunsurile tranzitorii care apar la deschiderea sau închiderea comutatoarelor să se stabilizeze înainte ca un alt semnal ce ar putea fi afectat de aceste regimuri tranzitorii, să treacă prin lanțul de amplificare. Generatorul de tact este un multivibrator care generează tensiuni de formă triunghiulară. Diferite nivele ale acestei forme de undă sînt detectate cu ajutorul a patru comparatoare pentru a genera cele patru semnale de comandă ale întreruptoarelor.

Bibliografie

1. Bulucea C, ș.a. *Circuite integrate liniare*, Ed. tehnică, București, 1975.
2. Dascălu D., Rusu A., Profirescu M., Costea I. *Dispozitive și circuite electronice*. EDP. București, 1982.
3. Graeme J. G., Tobey G. *Operational Amplifiers*. Design and Applications, McGraw Hill, 1971.
4. Graeme J. K. *Applications of Operational Amplifiers*. Third-Generation Techniques, McGraw Hill, 1973.
5. Graeme J. K. *Designing with Operational Amplifiers. Applications Alternatives*, McGraw Hill, 1977.

6. Gray P. R., Meyer R. G. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, 1978.
7. Hnatek E. *Applications of Linear Integrated Circuits*, McGraw Hill, 1977.
8. Hunter L. P. *Handbook of Semiconductor Electronics*, McGraw Hill, New York, 1970.
9. Manolescu A. M., Manolescu A., *Circuite integrate liniare*—Culegere de probleme, vol. 2, Litografia IPB, 1982.
10. Manolescu A. M., Manolescu A., *Circuite integrate liniare*—Curs, Litografia IPB, 1982.
11. Roberge J. K. *Operational Amplifiers. Theory and Practice*, John Wiley & Sons, 1975.
12. * * * *National Linear Applications Handbook*, National Semiconductor, 1972.
13. * * * *National Linear Applications*, vol. 2, National Semiconductor, 1976.
14. * * * RCA *Linear Integrated Circuits*, 1970.
15. * * * RCA *Linear Integrated Circuits*, 1974.

Capitolul 5

COMPORTAREA AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE ÎN CIRCUITE ELEMENTARE CU REACȚIE NEGATIVĂ

În acest capitol se analizează comportarea amplificatoarelor operaționale în circuite de amplificare de bază cu reacție, stabilindu-se expresiile amplificărilor și ale celorlalți parametri și discutîndu-se modul cum acestea sînt influențate de caracteristicile și parametrii amplificatoarelor operaționale reale.

Problemele de mai sus sînt abordate în următoarea ordine: circuite de amplificare cu amplificatoare operaționale ideale, precizia amplificării, circuite de amplificare cu amplificatoare operaționale reale, particularități de funcționare în c.c., erori de calcul, erori statice, zgomote, comportarea la înaltă frecvență, stabilitate, metode de compensare a răspunsului în frecvență și unele probleme privind interpretarea datelor de catalog.

5.1. CIRCUITE DE AMPLIFICARE DE BAZĂ. EXPRESII APROXIMATIVE PENTRU AMPLIFICĂRI

5.1.1. CIRCUIT DE AMPLIFICARE NEINVERSOR

Pentru amplificatorul operațional din figura 5.1 se consideră: curenți de intrare nuli; amplificarea de mod diferențial $a = \frac{u_0}{u_i}$ reală și finită ($a = a_0 > 0$), rezistența de intrare infinită, rezistența de ieșire zero.

Circuitul de amplificare neinversor este reprezentat în figura 5.2. Respectînd referințele din figură, se pot scrie relațiile:

$$u_s^+ = u_i - i_1 R_1, \quad i_1 = \frac{1}{R_1}\left(\frac{u_0}{a_0} - u_s^+\right), \quad u_0 = -i_1(R_1 + R_f) =$$

$$= -\frac{R_1 + R_f}{R_1}\left(\frac{u_0}{a_0} - u_s^+\right)$$

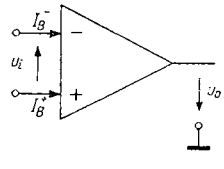


Fig. 5.1. Amplificator operațional.

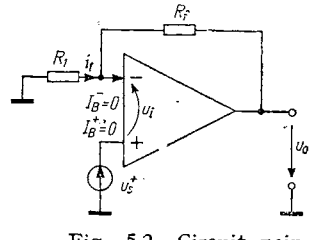


Fig. 5.2. Circuit neinversor.

De mai sus, pentru **amplificarea cu reacție** $A_0^{\pm}$, rezultă expresia:

$$A_0^+ = \frac{u_0}{u_s^+} = \frac{a_0}{1 + \dfrac{R_1}{R_1 + R_f} a_0}. \tag{5.1}$$

Comparînd relația (5.1) cu expresia generală a amplificării cu reacție,

$$A = \frac{a}{1 + fa} \tag{5.2}$$

se observă că factorul de reacție este:

$$f_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad \text{și} \quad A_0^+ = \frac{a_0}{1 + f_0 a_0}. \tag{5.3}$$

Uneori, relația (5.1) se mai găsește ordonată și sub formele:

$$A_0^+ = \frac{a_0\left(1 + \dfrac{R_f}{R_1}\right)}{a_0 + 1 + \dfrac{R_f}{R_1}} = \frac{1 + \dfrac{R_f}{R_1}}{1 + \dfrac{1}{a_0} + \dfrac{R_f}{a_0 R_1}}. \tag{5.4}$$

Dacă $a_0 \to \infty$, din toate expresiile de mai sus, rezultă **amplificarea cu reacție pentru AO ideal:**

$$A_0^+ = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = \frac{1}{f_0}. \tag{5.5}$$

Relația (5.5) se poate obține și direct din figura 5.2 dacă se consideră $u_i = 0$, ceea ce este posibil, pentru $a_0 \to \infty$ și u_0 finit, cînd $u_0^+ = -i_1 R_1$; $u_0 = -i_1(R_1 + R_f)$.

5.1.2. CIRCUIT DE AMPLIFICARE INVERSOR

Schema circuitului inversor, în care amplificatorul operațional satisface condițiile simplificatoare admise și mai sus, este dată în figura 5.3. Pentru acest circuit se pot scrie ecuațiile:

$$u_s^- = i_1 R_1 - u_i = i_1 R_1 - \frac{u_0}{a_0}, \quad i_1 = \frac{1}{R_1}\left(u_s^- + \frac{u_0}{a_0}\right),$$

$$u_0 = u_s^- - i_1(R_1 + R_f) = u_s^- - \frac{R_1 + R_f}{R_1}\left(u_s^- + \frac{u_0}{a_0}\right),$$

$$u_0\left(1 + \frac{R_1 + R_f}{a_0 R_1}\right) = u_s^-\left(1 - \frac{R_1 + R_f}{R_1}\right).$$

De mai sus, pentru **amplificarea cu reacție** *cu semnal la intrarea inversoare*, A_0^-, rezultă expresia:

$$A_0^- = \frac{-a_0}{1 + (a_0 + 1)\dfrac{R_1}{R_f}}. \qquad (5.6)$$

În unele lucrări se introduce și un factor de reacție

$$f_0^- = \frac{R_1}{R_f}, \ [1], \qquad (5.7)$$

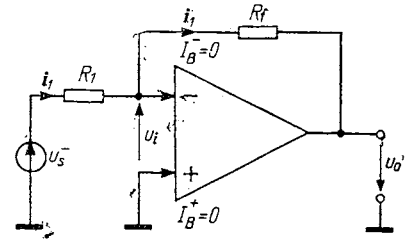


Fig. 5.3. Circuit inversor.

notație cu care amplificarea cu reacție se scrie sub forma:

$$A_0^- = \frac{-a_0}{1 + f_0^-(a_0 + 1)}. \qquad (5.8)$$

De regulă, în expresia amplificării cu reacție A_0^- se folosește tot factorul de reacție $f_0 = \dfrac{R_1}{R_1 + R_f}$, introdus pentru circuitul de amplificare neinversor.

Expresia (5.6) se mai poate scrie:

$$A_0^- = \frac{-a_0\dfrac{R_f}{R_1}}{\dfrac{R_f}{R_1} + a_0 + 1} = \frac{-a_0\dfrac{R_f}{R_1}}{\dfrac{R_1 + R_f}{R_1} + a_0} = \frac{-a_0\dfrac{R_f}{R_1 + R_f}}{1 + \dfrac{R_1}{R_1 + R_f}a_0}. \qquad (5.9)$$

Se observă că

$$\frac{R_f}{R_1 + R_f} = 1 - \frac{R_1}{R_1 + R_f} = 1 - f_0 \qquad (5.10)$$

și deci

$$A_0^- = \frac{a_0(f_0 - 1)}{1 + f_0 a_0}. \qquad (5.11)$$

Uneori în calcule A_0^- se folosește și sub forma

$$A_0^- = \frac{-\dfrac{R_f}{R_1}}{1 + \dfrac{1}{a_0} + \dfrac{R_f}{a_0 R_1}} \qquad (5.12)$$

Dacă $a_0 \to \infty$ din toate expresiile de mai sus rezultă **amplificarea cu reacție pentru AO ideal:**

$$A_0^- = -\frac{R_f}{R_1}, \qquad (5.13)$$

ceea ce rezultă și direct din figura 5.3 pentru $u_i = 0$, cînd se poate scrie

$$u_s^- = i_1 R_1 \quad \text{și} \quad u_0 = -i_1 R_f.$$

● În figura 5.4 se consideră **amplificatorul operațional cu semnale la ambele intrări.**

Tensiunea de ieșire se poate scrie direct aplicînd teorema superpoziției:

$$u_0 = \frac{a_0}{1 + f_0 a_0} u_s^+ - \frac{a_0}{1 + f_0^- (a_0 + 1)} u_s^- = \frac{a_0}{1 + f_0 a_0} u_s^+ + \frac{a_0 (f_0 - 1)}{1 + f_0 a_0} u_s^- \tag{5.14}$$

Dacă $a_0 \to \infty$, tensiunea de ieșire are forma aproximativă:

$$u_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) u_s^+ - \frac{R_f}{R_1} u_s^- . \tag{5.15}$$

Circuitul de amplificare considerat **are dezavantajul** că *amplificările pentru cele două semnale de intrare nu sînt egale.*

● Un **circuit de amplificare diferențial** *în care se pot obține amplificări egale pentru cele două semnale* este reprezentat în figura 5.5.

Expresia tensiunii de ieșire se obține tot cu teorema superpoziției, folosind pentru amplificările cu reacție expresiile (5.1) și (5.9).

$$u_0 = \frac{a_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f} a_0} u_1 - \frac{R_f}{R_1 + R_f} \frac{a_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f} a_0} u_s^- =$$

$$= \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{a_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f} a_0} u_s^+ - \frac{R_f}{R_1 + R_f} \frac{a_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_0} a_0} u_s^- . \tag{5.16}$$

Dacă

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{R_f}{R_1 + R_f}, \quad \text{sau încă} \quad \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_1}{R_f}, \tag{5.17}$$

atunci amplificările pentru cele două semnale sînt egale și deci:

$$u_0 = |A_0^-| (u_s^+ - u_s^-). \tag{5.18}$$

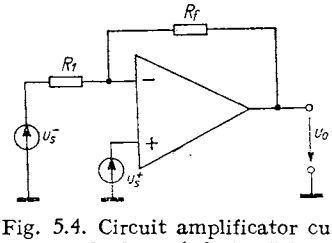


Fig. 5.4. Circuit amplificator cu semnale la ambele intrări.

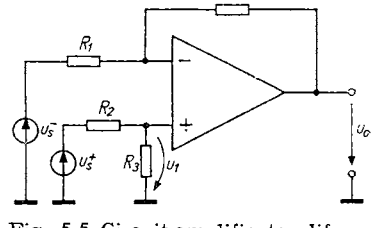


Fig. 5.5. Circuit amplificator diferențial.

5.1.4. PRECIZIA AMPLIFICĂRII

În circuitele de amplificare elementare considerate pînă în prezent amplificările cu reacție ar trebui să rămînă constante. În realitate, *valorile amplificărilor cu reacție* se schimbă, fiind *dependente de variațiile valorilor rezistoarelor și a amplificării* a_0. Aceste variații sînt posibile datorită împrăștierii parametrilor, toleranțelor rezistoarelor, dependenței, de temperatură, procesului de îmbătrînire etc.

● *La variații suficient de mici ale mărimilor elementelor de circuit, variațiile relative ale amplificărilor cu reacție se pot calcula prin diferențierea relațiilor* (5.1) și (5.9).

Valorile nominale ale factorului de reacție și ale amplificării cu reacție, f_{0n} și A_{0n}^{+}, la variații suficient de mici ale valorilor lui a_0, R_1 și R_f, se pot scrie aproximativ:

$$f_{0n} = R_{1n}/(R_{1n} + R_{fn}) \simeq R_1/(R_1 + R_f) \tag{5.19}$$

$$A_{0n} = \frac{a_{0n}}{1 + f_{0n}a_{0n}} \simeq \frac{a_0}{1 + \dfrac{R_1}{R_1 + R_f}\, a_0}. \tag{5.20}$$

De asemenea, se mai observă că:

$$\frac{R_{fn}}{R_{1n} + R_{fn}} = 1 - f_{0n} \simeq \frac{R_f}{R_1 + R_f}. \tag{5.21}$$

Diferențiind expresia (5.1) și folosindu-se relațiile (5.19) (5.20) și (5.21), la trecerea la variații finite, se obține:

$$\frac{\Delta A_0^{+}}{A_{0n}^{+}} = \frac{1}{1 + f_{0n}a_{0n}} \frac{\Delta a_0}{a_0} + A_{0n}^{+} f_{0n}(1 - f_{0n}) \cdot \frac{\Delta R_f}{R_{fn}} - A_{0n}^{+} f_{0n}(1 - f_{0n}) \frac{\Delta R_1}{R_{1n}}. \tag{5.22}$$

Deoarece trebuie considerat cazul cel mai defavorabil, se consideră maximul:

$$\left|\frac{\Delta A_0^{+}}{A_{0n}^{+}}\right|_{max} \simeq \left|\frac{1}{1 + f_{0n}a_{0n}} \frac{\Delta a_0}{a_{0n}}\right| + \left|A_{0n}^{+} f_{0n}(1 - f_{0n}) \frac{\Delta R_f}{R_{fn}}\right| + \left|A_{0n}^{+} f_{0n}(1 - f_{0n}) \frac{\Delta R_1}{R_{1n}}\right|. \tag{5.23}$$

Dacă transmisia pe buclă nominală este suficient de mare, $T_{0n} = f_{0n}a_{0n} \gg 1$ și deci $A_{0n}^{+} \simeq 1/f_{0n}$, relația (5.23) devine:

$$\left|\frac{\Delta A_0^{+}}{A_{0n}^{+}}\right|_{max} \simeq \left|\frac{1}{f_0 a_{0n}} \frac{\Delta a_0}{a_{0n}}\right| + \left|(1 - f_{0n}) \frac{\Delta R_f}{R_{fn}}\right| + \left|(1 - f_{0n}) \frac{\Delta R_1}{R_{1n}}\right|. \tag{5.24}$$

Pentru un amplificator cu $a_0 = 10\,000 \pm 1\%$, $R_1 = 1\ \text{k}\Omega \pm 1\%$, $R_f = 9\ \text{k}\Omega \pm 1\%$, $f_{0n} = R_{1n}/(R_{1n} + R_{fn}) = 0{,}1$ și $A_{0n}^{+} = a_{0n}/(1 + f_{0n}a_{0n}) = 0{,}99$, folosindu-se relația (5.23) se obține:

$$\frac{1}{1 + f_{0n}a_{0n}} \frac{\Delta a_0}{a_{0n}} = 0{,}00001, \quad A_{0n}^{+} f_{0n}(1 - f_{0n}) \frac{\Delta R_f}{R_{fn}} = 0{,}00891,$$

$$A_{0n}^{+} f_{0n}(1 - f_{0n}) \frac{\Delta R_1}{R_{1n}} = 0{,}00891 \text{ și } \left| \frac{\Delta A_0}{A_{0n}} \right|_{max} = 0{,}01783 = 1{,}783\%.$$

Același rezultat se obține calculînd pe rînd variațiile relative cu cîte o mărime variabilă. De exemplu cu $R_1 = \text{const.}$ și $R_2 = \text{const.}$, din relația (5.1) se obține:

$$\Delta A_0^{+}/A_{0n}^{+} \simeq [1/(1 + f_{0n}a_{0n})\ \Delta a_0/a_{0n}. \tag{5.25}$$

Pentru $R_1 = R_{1n} = 1\ \text{k}\Omega$ și $R_1 = R_f = 9\ \text{k}\Omega$ se pot calcula valorile minime și maxime ale amplificării cu reacție pe baza relației (5.1):

$$A_{0\,min}^{+} = (a_{0n} - \Delta a_0)/[1 + f_{0n}(a_{0n} - \Delta a_0)] = 9\,900/(1 + 9{,}1 \cdot 9\,900) = 9{,}989091,$$

$$A_{0\,max}^{+} = (a_{0n} + \Delta a_0)/[1 + f_{0n}(a_{0n} - \Delta a_0)] = 9{,}9901088.$$

Trecîndu-se la variațiile relative $\Delta A_0^{+}/A_{0n}^{+} = (A_{0\,min}^{+} - A_{0n}^{+})/A_{0n}^{+}$ și $\Delta A_0^{+}/A_{0n}^{+} = (A_{0\,max}^{+} - A_{0n}^{+})/A_{0n}^{+}$ se obțin aceleași valori numerice ca acelea calculate cu relația aproximativă (5.25), $|\Delta A_0^{+}/A_{0n}^{+}| = 0{,}00001$.

Cu date numerice de mai sus, se pune în evidență *desensibilizarea amplificării cu reacție la variațiile foarte mari ale amplificării în buclă deschisă a_0, la amplificatoarele operaționale.*

Pentru circuitul de amplificare inversor se obțin expresii de calcul mai complicate la diferențierea relației (5.9). Dacă a_0 și R_f sînt suficient de mari se ajunge la expresia aproximativă:

$$\Delta A_0^{-}/A_{0n}^{-} \simeq \frac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_1 + R_f} a_0} \frac{\Delta a_0}{a_{0n}} - A_{0n}^{-} f_{0n} \frac{\Delta R_f}{R_{fn}} + A_0^{-} f_{0n} \frac{\Delta R_1}{R_{1n}}. \tag{5.26}$$

Menționăm din nou că *relațiile de calcul obținute* **prin diferențiere** *pot da erori mari la variații mari ale parametrilor.*

● *Pentru aprecieri cantitative,* în astfel de situații *se întocmesc tabele cu valori rezultate direct* **prin calcul exact** *al variațiilor relative ale amplificărilor.* Același lucru este valabil, de obicei, și pentru circuitele cu AO reale, în care caz deducerea expresiilor pentru variațiile relative este extrem de laborioasă.

De asemenea, sînt date tabele cu erorile care se fac în calculul amplificărilor cînd se folosesc expresiile obținute pentru circuitele cu AO ideale, relațiile (5.5) și (5.13).

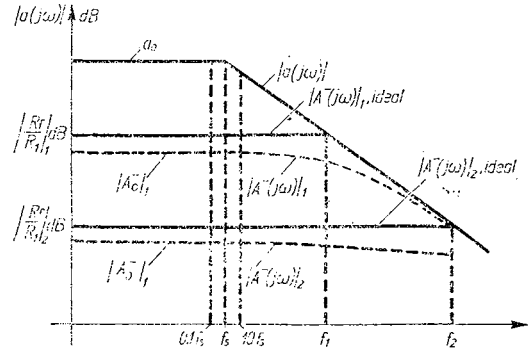
De exemplu, pentru un circuit de amplificare inversor, în care $a_0 = 1\,000$, dacă se dorește ca $A_0^{-} = -a_0$ și deci

$$A_{0\,\text{ideal}}^{-} = -\frac{R_f}{R_1} = -a_0, \tag{5.27}$$

din (5.12) rezultă:

$$A_0^{+} = \frac{-a_0}{1 + \dfrac{1}{a_0} + \dfrac{1}{a_0} a_0} \simeq -\frac{a_0}{2}. \tag{5.28}$$

Fig. 5.6. Caracteristica amplitudine-frecvență pentru AO.



Cu cît raportul $a_0/|A_0^-|_{ideal}$ crește, cu atît erorile devin mai mici, ceea ce este normal deoarece crește factorul de reacție și transmisia pe buclă. Aceasta se pune în evidență în tabelul 5.1, care este valabil atît timp cît $a_0 \gg 1$, $\frac{|A_0^-|_{ideal}}{a_0} \gg \frac{1}{a_0}$ și deci $|A_0^-|_{ideal}$ suficient de mare față de 1.

La înaltă frecvență, amplificarea în buclă deschisă $a(j\omega)$, în domeniul de frecvență cuprins între primul și cel de al doilea pol (fig.5.6) se poate considera aproximativ sub forma:

$$a(j\omega) = \frac{a_0}{1 + j\omega/\omega_s} \simeq \frac{a_0}{j\omega/\omega_s}. \tag{5.29}$$

Tabelul 5.1

Erori la calculul amplificării în c.c. pentru un circuit de amplificare inversor

$a_0/\|A_0^-\|$	Eroare %
1	−50
10	− 9
10^2	− 1
10^3	−0,1
10^4	-10^{-2}
10^5	-10^{-3}

Tabelul 5.2

Erori la calculul amplificării la înaltă frecvență pentru circuitul de amplificare inversor

$a_0/\|A_0^-\|$	Eroare %
1	−29
10	−0,5
10^2	−0,005
10^3	$-5 \cdot 10^{-5}$
10^4	$-5 \cdot 10^{-7}$

Eroarea care există la calculul amplificării cu reacție cu formula $|A_0^-| = \frac{R_f}{R_1}$, *față de valoarea reală* se poate determina din relația (5.9). Considerînd și relația (5.29), modulul amplificării cu reacție este:

$$A^-(j\omega) = \frac{\frac{R_f}{R_1}|a(j\omega)|}{\sqrt{|a(j\omega)|^2 + \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)^2}},$$

$$|A^-(j\omega)|_{ideal} = \frac{R_f}{R_1}. \tag{5.30}$$

Pentru $|A^{-}(j\omega)|_{ideal} = |a(j\omega)| = \frac{R_f}{R_1}$ rezultă:

$$|A^{-}(j\omega)| = \frac{|a(j\omega)|^2}{\sqrt{|a(j\omega)|^2 + (1 + |a(j\omega)|)^2}} =$$

$$= \frac{|a(j\omega)|}{\sqrt{2 + \frac{2}{|a(j\omega)|} + \frac{1}{|a(j\omega)|^2}}} \simeq \frac{|a(j\omega)|}{\sqrt{2}} \tag{5.31}$$

Eroarea relativă este

$$\frac{\frac{|a(j\omega)|}{\sqrt{2}} - |a(j\omega)|}{|a(j\omega)|} = \frac{1}{\sqrt{2}} - 1 = -29{,}3\ \%.$$

În funcție de raportul $\frac{|a(j\omega)|}{|A^{-}(j\omega)|_{ideal}}$, eroarea relativă se exprimă ca mai jos:

$$\varepsilon\% = \frac{\frac{|a(j\omega)|\,\frac{R_f}{R_1}}{\sqrt{|a(j\omega)|^2 + \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)^2}} - |A^{-}(j\omega)|_{ideal}}{|A^{-}(j\omega)|_{ideal}} \cdot 100\% =$$

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{|a(j\omega)|} + \frac{|A^{-}(j\omega)|_{ideal}}{|a(j\omega)|} \right)^2}} - 1 \right) \cdot 100\% \simeq$$

$$\simeq \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{|A^{-}(j\omega)|_{ideal}}{|a(j\omega)|^2} \right)^2}} - 1 \right) 100\% \tag{5.32}$$

Erorile relative pentru diferite valori ale raportului $\frac{|a(j\omega)|}{|A^{-}(j\omega)|_{ideal}}$ sînt date în tabelul 5.2. Pentru aceleași valori ale raportului $\frac{|a(j\omega)|}{|A^{-}(j\omega)|_{ideal}}$, *erorile în c.a. sînt mai mici ca cele în c.c.*, ceea ce este determinat de faptul că $a(j\omega)$ este defazat cu 90° față de a_0.

5.2. CIRCUITE DE AMPLIFICARE DE BAZĂ CU AMPLIFICATOARE REALE

5.2.1. CIRCUIT DE AMPLIFICARE NEINVERSOR

Circuitul de amplificare neinversor cu amplificator operațional real este reprezentat în figura 5.7. În circuitul de intrare se consideră de obicei numai impedanța de intrare diferențială Z_i, neglijîndu-se impedanța de mod comun (vezi § 3.3.3 *b*).

În realitate, circuitul de intrare al amplificatorului operațional se reprezintă ca în figura 5.8 *a, b* [1], unde R_{id} și C_d sînt rezistența de intrare de mod diferențial și capacitatea de intrare de mod diferențial, iar R_{ic} și C_c sînt rezistența și capacitatea de intrare de mod comun. Cele două scheme sînt echivalente dacă $R_{id} \ll R_{ic}$ și $C_d \gg C_c$.

De observat, că rezistența de intrare de mod comun R_{ic} este definită ca raportul dintre tensiunea de mod comun și unul din curenții de intrare. Unii autori consideră rezistența de intrare de mod comun ca raportul dintre tensiunea de mod comun și suma curenților de intrare.

Curenții de intrare sînt descompuși în cele două componente ale lor: o componentă independentă de tensiune (I_{BO}^+, I_B^-) și una dependentă de tensiune (I_b^+, I_b^-).

De obicei, modulul impedanței de intrare de mod comun este mult mai mare ca cel al impedanței de intrare de mod diferențial, ceea ce permite re-

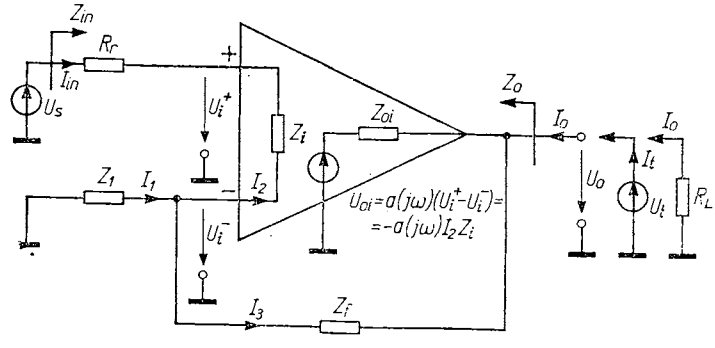


Fig. 5.7. Circuit de amplificare neinversor cu AO real.

prezentarea aproximativă ca în figura 5.7, unde mărimea rezistenței R_r se alege astfel încît să fie satisfăcută condiția:

$$R_r = Z_1(\omega = 0) \,\|\, [Z_f(\omega = 0) + Z_{0i}(\omega = 0)]. \tag{5.33}$$

Relația (5.33) trebuie satisfăcută pentru a reduce influența curenților de polarizare, cînd aceștia sînt diferiți de zero, asupra tensiunii de ieșire continue. Acest aspect se va clarifica în paragraful 5.3.

● Pentru **stabilirea expresiei amplificării în tensiune în gol** (R_L deconectată din circuit) se scriu relațiile:

$$I_1(j\omega)Z_1 + I_2(j\omega)\,(R_r + Z_i) = -U_s(j\omega);$$

$$I_1(j\omega) = -\frac{U_f(j\omega) + I_2(j\omega)\,(R_r + Z_i)}{Z_1} \tag{5.34}$$

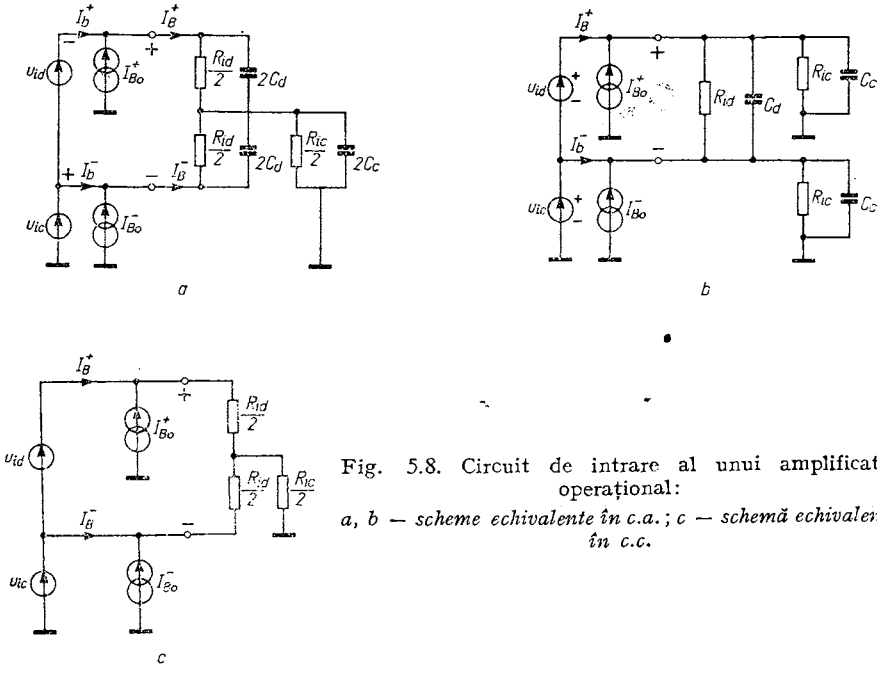


Fig. 5.8. Circuit de intrare al unui amplificator operațional:
a, b — scheme echivalente în c.a.; c — schemă echivalentă în c.c.

$$U_0(j\omega) = -I_1(j\omega)\, Z_1 - [(I_1(j\omega) - I_2(j\omega)]\, Z_f =$$

$$= -I_1(j\omega)\,(Z_1 + Z_f) + I_2(j\omega)\, \mathbf{Z}_f \tag{5.35}$$

$$U_0(j\omega) = [I_1(j\omega) - I_2(j\omega)]\, Z_{0i} - I_2(j\omega)\, a(j\omega)\, Z_i =$$

$$= I_1(j\omega)\, Z_{0i} - I_2(j\omega)\,[Z_{0i} + a(j\omega)\, Z_i]. \tag{5.36}$$

Din relațiile (5.34) și (5.35) se stabilește:

$$I_2(j\omega) = \frac{U_0(j\omega)\, Z_1 - U_s(j\omega)\,(Z_1 + Z_f)}{Z_f Z_1 + (R_r + Z_i)\,(Z_1 + Z_f)} \tag{5.37}$$

$$I_1(j\omega) = -\frac{U_s(j\omega)}{Z_1} - \frac{R_r + Z_i}{Z_1}\,\frac{U_0(j\omega)\, Z_1 - U_s(j\omega)\,(Z_1 + Z_f)}{Z_f Z_1 + (R_r + Z_i)\,(Z_1 + Z_f)}. \tag{5.38}$$

Substituind aceste ultime două expresii în (5.35), se obține:

$$U_0(j\omega)\left\{1 + \frac{(R_r + Z_i)\, Z_1 Z_{0i}}{Z_1[Z_f Z_1 + (R_r + Z_i)\,(Z_1 + Z_f)]} + \right.$$

$$\left. + \frac{Z_1[Z_{0i} + a(j\omega)\, Z_i]}{Z_f Z_1 + (R_r + Z_i)\,(Z_i + Z_f)}\right\} = U_s(j\omega)\left\{-\frac{Z_{0i}}{Z_1} + \right.$$

$$\left. + \frac{(R_r + Z_i)\,(Z_1 + Z_f)\, Z_{0i}}{Z_1[Z_f Z_1 + (R_r + Z_i)\,(Z_1 + Z_f)]} + \frac{Z_{0i} + a(j\omega)\, Z_i(Z_1 + Z_f)}{Z_f Z_1 + (R_r + Z_i)(Z_1 + Z_f)}\right\}$$

Amplificarea cu reacție în gol are expresia:

$$A^+(j\omega) = \frac{U_0(j\omega)}{U_s(j\omega)} = \frac{Z_{0i}Z_1 + a(j\omega)\,Z_i(Z_1 + Z_f)}{(R_r + Z_i)\,(Z_1 + Z_f + Z_{0i}) + Z_1(Z + Z_{0i}) + a(j\omega)\,Z_iZ_1} \quad (5.39)$$

Dacă se consideră că impedanța de intrare este foarte mare și Z_{0i} este egală cu zero, atunci expresia (5.37) se reduce la:

$$A^+(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_f}\,a(j\omega)} + \frac{a(j\omega)}{1 + f(j\omega)\,a(j\omega)}, \quad f(j\omega) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_f}$$

$$A(j\omega) \simeq \frac{1}{f(j\omega)} = 1 + \frac{Z_f}{Z_1} \quad (5.40)$$

Se verifică, că se găsesc din nou relațiile (5.1), (5.2) și (5.5) dacă $Z_1 = R_1$ și $Z_f = R_f$.

Erorile care se fac la calculul amplificării cu formula (5.40) față de valorile obținute cu formula (5.39) sînt date pentru un caz particular în tabelul 5.3 [8]. Se admite $a(j\omega) = 1\,000\angle 0°$, $Z_i = R_{ia} = 15\,000\angle 0°$, $Z_{0i} = R_{0i} = 200\angle 0°$

$$Z_1 = R_1 = 1\,000\angle 0°, \quad R_r = R_1 = 1\,000\angle 0°.$$

Tabelul 5.3

Erori la calculul amplificării într-un circuit de amplificare neinversor

$Z_{f0°}$	U_0/U_s (din expresia 5.40) dB	U_0/U_s (din expresia 5.39) dB	Eroarea dB	Cîștigul buclei af; dB
199 000	46,0	44,3	1,7	14,0
99 000	40	39,1	0,9	20,0
29 000	29,6	29,3	0,3	30,4
9 000	20,0	19,9	0,1	40,0
1 000	6,03	6	0,03	54,0

● **Impedanța de intrare** Z_{in} se determină din relațiile (5.37) și (5.39):

$$Z_{in} = \frac{U_s(j\omega)}{I_{in}(j\omega)} = -\frac{U_s(j\omega)}{I_2(j\omega)} = -\frac{U_s(j\omega)}{\frac{U_0(j\omega)\,Z_1 - U_s(j\omega)\,(Z_1 + Z_f)}{Z_1Z_f + (R_r + Z_i)\,(Z_1 + Z_f)}} =$$

$$= \frac{Z_1Z_f + (R_r + Z_i)\,(Z_1 + Z_f)}{Z_1 + Z_f - A^+(j\omega)\,Z_1} = Z_i + R_r + Z_1\frac{Z_f + Z_{0i} + a(j\omega)\,Z_i}{Z_1 + Z_f + Z_{0i}}. \quad (5.41)$$

Cu Z_i foarte mare și Z_{0i} foarte mic, impedanța de intrare are forma aproximativă:

$$Z_{in} \simeq Z_i + a(j\omega)\, Z_i \left(\frac{Z_1 + Z_f}{Z_1} \right) = Z_i [1 + f(j\omega)\, a(j\omega)]. \tag{5.42}$$

Dacă transmisia pe buclă este suficient de mare, atunci

$$Z_{in} \simeq Z_i f(j\omega)\, a(j\omega). \tag{5.43}$$

● **Impedanța de ieșire** se determină din figura 5.7, cu sursa de semnal U_s scurtcircuitată

$$Z_0 = \frac{U_t(j\omega)}{I_t(j\omega)} = \frac{U_t(j\omega)}{[U_t(j\omega) - U_{0i}(j\omega)]/Z_{0i} + U_t/(Z_f + Z_1)\,(Z_i + R_r)} \tag{5.44}$$

$$U_{0i}(j\omega) = -a(j\omega)\, Z_i I_2(j\omega) = -a(j\omega)\, Z_i U_t(j\omega) \cdot \frac{Z_1 \parallel (Z_i + R_r)}{Z_f + Z_1 \parallel (Z_i + R_r)} \cdot \frac{1}{R_r + Z_i} \tag{5.45}$$

$$Z_0 = \frac{1}{1/Z_{0i} + \dfrac{a(j\omega)\, Z_i}{Z_{0i}} \cdot \dfrac{Z_1 \parallel (Z_i + R_r)}{Z_f + Z_1 \parallel Z_i + R_r)} + \dfrac{1}{Z_f + Z_1 \parallel (Z_i + R_r)}} =$$

$$= \frac{Z_{0i}[(Z_1 + Z_f)\,(R_r + Z_i) + Z_1 Z_f]}{(Z_1 + R_r)\,(Z_1 + Z_f + Z_{0i}) + Z_1(Z_f + Z_{0i}) + a(j\omega) Z_i Z_1} \cdot \tag{5.46}$$

Cu Z_i și $a(j\omega) Z_i Z_1$ suficient de mari, ultima relație se simplifică ca mai jos:

$$Z_0 = Z_{0i} \frac{(Z_1 + Z_f)\, Z_i}{Z_i(Z_1 + Z_f) + a(j\omega)\, Z_i Z_1} = Z_{0i} \frac{1}{1 + \dfrac{Z_1}{Z_1 + Z_f} a(j\omega)} =$$

$$= \frac{Z_{0i}}{1 + f(j\omega)\, a(j\omega).} \cdot \tag{5.47}$$

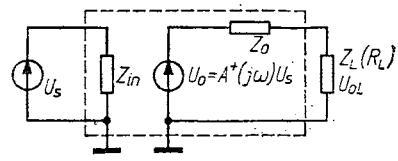
Dacă transmisia pe buclă este suficient de mare, $|f(j\omega)\, a(j\omega)| \gg 1$, atunci:

$$Z_0 = \frac{Z_{0i}}{f(j\omega)\, a(j\omega)} \tag{5.48}$$

● **Amplificarea în tensiune.** Folosind impedanțele de intrare și ieșire Z_{in} și Z_0, circuitul de amplificare neinversor se poate reprezenta ca în figura 5.9. Tensiunea de ieșire la bornele sarcinii Z_L este:

$$U_{0L}(j\omega) = U_0(j\omega) \cdot \frac{Z_L}{Z_0 + Z_L} = A^+(j\omega)\, U_s(j\omega) \frac{Z_L}{Z_0 + Z_L} \tag{5.49}$$

Fig. 5.9. Schema echivalentă pentru circuit de amplificare neinversor.



Amplificarea în tensiune $A_L^+(j\omega) = \dfrac{U_{oL}(j\omega)}{U_s(j\omega)}$ are forma:

$$A_L^+(j\omega) = A^+(j\omega)\,\frac{Z_L}{Z_0 + Z_L}. \tag{5.50}$$

În legătură cu figura 5.9 se mai menționează că impedanța de intrare a fost calculată cu ieșirea în gol. În mod mai puțin aproximativ aceasta trebuie calculată cu amplificatorul încărcat la ieșire cu Z_L, care însă afectează puțin valoarea lui Z_{in}. De asemenea, nu s-a considerat și impedanța Z_s a generatorului de semnal U_s. Cînd aceasta este pur rezistivă, se poate considera incluzîndu-se în R_r. Altfel, calculele devin și mai laborioase.

5.2.2. CIRCUIT DE AMPLIFICARE INVERSOR

Pentru circuitul de amplificare inversor din figura 5.10 este necesar să se stabilească expresii pentru aceleași mărimi ca și pentru configurația neinversoare, calculele putîndu-se efectua în mod similar

● **Expresia amplificării în tensiune** stabilește aplicînd teorema superpoziției. Tensiunea U_i^-, cu ieșire în gol, se determină prin sumarea componentelor sale care apar considerînd pe rînd scurtcircuitate sursele U_s și U_{0i}:

$$U_i^-(j\omega) = U_s(j\omega)\,\frac{(Z_i + R_r)\,\|\,(Z + Z_{0i})}{Z_1 + (Z_i + R_r)\,\|\,(Z_f + Z_{0i})} + U_{0i}(j\omega)\times$$

$$\times\frac{Z_1\,\|\,(Z_i + R_r)}{Z_f + Z_{0i} + Z_1\,\|\,(Z_i + R_r)} = \frac{1}{(Z_f + Z_{0i})\,(Z_1 + Z_i + R_r) + Z_1(Z_i + R_r)}\times$$

$$\times[U_s(j\omega)\,(Z_i + R_r)\,(Z_f + Z_{0i}) + U_{0i}(j\omega)\,Z_1(Z_i + R_r)] \tag{5.51}$$

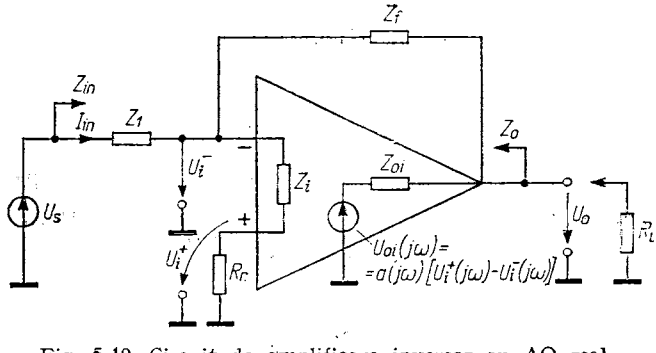


Fig. 5.10. Circuit de amplificare inversor cu AO real.

$$U_i^+(j\omega) = U_i^-(j\omega)\frac{R_r}{Z_i + R_r} \tag{5.52}$$

$$U_{0i}(j\omega) = a(j\omega)\,(U_i^+(j\omega) - U_i^-(j\omega)) = -a(j\omega)\frac{Z_i}{Z_i + R_r}\,U_i^-(j\omega). \tag{5.53}$$

Din relațiile (5.51) și (5.53) rezultă expresia lui U_{0i}:

$$U_{0i}(j\omega) = \frac{-a(j\omega)\,Z_i(Z_f + Z_{0i})\,U_s(j\omega)}{(Z_f + Z_{0i})\,(Z_1 + Z_i + R_r) + Z_1(Z_i + R_r) + a(j\omega)\,Z_1Z_i} \tag{5.54}$$

U_i^- se poate exprima în funcție de U_s cu relațiile (5.51) și (5.54):

$$U_i^-(j\omega) = \frac{(Z_i + R_r)\,(Z_f + Z_{0i})\,U_s(j\omega)}{(Z_f + Z_{0i})\,(Z_1 + Z_i + R_r) + Z_1(Z_i + R_r) + a(j\omega)\,Z_1Z_i} \tag{5.55}$$

Expresia tensiunii de ieșire în gol se poate scrie aplicînd, de asemenea, teorema superpoziției:

$$U_0(j\omega) = U_{01}(j\omega)\frac{Z_f + Z_1 \parallel (Z_i + R_r)}{Z_{0i} + Z_f + Z_1 \parallel (Z_i + R_r)} + U_s(j\omega)\times$$

$$\times\frac{(Z_f + Z_{0i}) \parallel (Z_i + R_r)}{Z_1 + (Z_f + Z_{0i}) \parallel (Z_i + R_r)}\cdot\frac{Z_{0i}}{Z_f + Z_{0i}} \tag{5.56}$$

Substituind în (5.56) expresia lui U_{0i} din relația (5.54), se obține

$$A^-(j\omega) = \frac{U_0(j\omega)}{U_s(j\omega)} = \frac{-a(j\omega)\,Z_iZ_f + Z_{0i}(Z_i + R_r)}{(Z_f + Z_{0i})\,(Z_1 + Z_i + R_r) + Z_1(Z_i + R_r) + a(j\omega)\,Z_1Z_i} \tag{5.57}$$

Dacă $|a(j\omega)\,Z_iZ_f| \gg |Z_{0i}(Z_i + R_r)|$, $|Z_f| \gg |Z_{0i}|$, $|Z_i| \gg (Z_1 + R_r)|$, expresia (5.57) se poate scrie

$$A^-(j\omega) = \frac{-a(j\omega)\,Z_iZ_f}{Z_fZ_i + Z_1Z_i + a(j\omega)\,Z_1Z_i} = \frac{-a(j\omega)}{1 + [a(j\omega) + 1]\dfrac{Z_1}{Z_f}} =$$

$$= -\frac{a(j\omega)}{1 + [a(j\omega) + 1]f^-(j\omega)} = \frac{-a(j\omega)\dfrac{Z_f}{Z_1 + Z_f}}{1 + \dfrac{Z_1}{Z_1 + Z_f}a(j\omega)} = \frac{a(j\omega)\,[f(j\omega) - 1]}{1 + f(j\omega)\,a(j\omega)} \tag{5.58}$$

$$f^-(j\omega) = \frac{Z_1}{Z_f}. \tag{5.59}$$

Expresiile aproximative (5.58) ale amplificării corespund relațiilor (5.8), (5.9), (5.11).

Pentru $a(j\omega) \to \infty$

$$A^{-}(j\omega) \simeq -\frac{Z_f}{Z_1} = -\frac{1}{f^{-}(j\omega)} = -\frac{1 - f(j\omega)}{f(j\omega)}. \tag{5.60}$$

● **Impedanța de intrare** Z_{in}, cu ieșirea în gol, se determină avînd în vedere că:

$$Z_{in} = \frac{|U_s(j\omega)}{I_{in}(j\omega)} = \frac{U_s(j\omega)}{[U_s(j\omega) - U_i^{-}(j\omega)]/Z_1} = \frac{Z_1}{1 - U_i^{-}(j\omega)/U_s(j\omega)} \tag{5.61}$$

Din relațiile (5.61) și (5.55) rezultă:

$$Z_{in} = Z_1 + \frac{(Z_i + R_r)(Z_f + Z_{0i})}{Z_f + Z_{0i} + Z_i + R_r + a(j\omega) Z_i} \tag{5.62}$$

$$|Z_f| \gg |Z_{0i}|$$

Dacă $|Z_i| \gg |R_r + Z_f + Z_{0i}|$ expresia 5.62 devine:

$$Z_{in} = Z_1 + \frac{Z_f}{1 + a(j\omega)}. \tag{5.63}$$

Cu relația (5.63) se pune în evidență *efectul Miller* [4].

● **Impedanța de ieșire** se calculează ca raportul dintre tensiunea U_0 cu ieșirea în gol și curentul de ieșire de scurtcircuit $I_{0,sc}$.

$$\begin{aligned} I_{0,sc}(j\omega) &= U_{0i,sc}(j\omega)/Z_{0i} + U_{i,sc}^{-}(j\omega)/Z_f = a(j\omega)[U_{i,sc}^{+}(j\omega) - \\ &- U_{i,sc}^{-}(j\omega)]/Z_{0i} + U_{i,sc}^{-}(j\omega)/Z_f = U_{i,sc}^{-}(j\omega) \times \\ &\times [-a(j\omega) Z_i/Z_{0i}(Z_i + R_r) + 1/Z_f]. \end{aligned} \tag{5.64}$$

Cu ieșirea în scurtcircuit, $U_{i,sc}^{-}(j\omega)$, are expresia:

$$\begin{aligned} U_{i,sc}^{-}(j\omega) &= U_s(j\omega) \frac{(Z_i + R) \| Z_f}{Z_1 + (Z_i + R_r) \| Z_f} = \\ &= U_s(j\omega) \cdot \frac{Z_f(Z_i + R_r)}{Z_1(Z_i + R_r + Z_f) + Z_f(Z_i + R_r)}. \end{aligned} \tag{5.65}$$

Din relațiile (5.64), (5.65) curentul de ieșire de scurtcircuit se poate scrie ca:

$$I_{0,sc}(j\omega) = U_s(j\omega) \frac{-a(j\omega) Z_i Z_f/Z_{0i} + Z_i + R_r}{Z_1(Z_i + R_r + Z_f) + Z_f(Z_i + R_r)} \tag{5.66}$$

În ultima relație U_s se poate exprima în funcție de tensiunea în gol U_0 relația (5.57)

$$U_s(j\omega) = U_0(j\omega)/A^{-}(j\omega).$$

Pentru impedanța de ieșire rezultă expresia:

$$Z_0 = \frac{Z_{0i}[Z_1(Z_i + R_r + Z_f) + Z_f(Z_i + R_r)]}{(Z_f + Z_{0i})(Z_1 + Z_i + R_r) + Z_1(Z_i + R_r) + a(j\omega) Z_1 Z_i} \tag{5.67}$$

Dacă $|Z_i| \gg |R_r + Z_f|$, $|Z_i| \gg |Z_1 + R_r|$ și $|Z_{0i}| \ll |Z_f|$ se găsește expresia aproximativă pentru impedanța de ieșire:

$$Z_0 \simeq \frac{Z_{0i} Z_i (Z_1 + Z_f)}{Z_i (Z_1 + Z_f) + a(j\omega)\, Z_1 Z_i} = \frac{Z_{0i}}{1 + \dfrac{Z_1}{Z_1 + Z_f}\, a(j\omega)} =$$

$$= \frac{Z_{0i}}{1 + f(j\omega)\, a(j\omega)} \tag{5.68}$$

Dacă transmisia pe buclă este suficient de mare, adică $|f(j\omega)\, a(j\omega)| \gg 1$, atunci se obține:

$$Z_0 = \frac{Z_{0i}}{f(j\omega)\, a(j\omega)}. \tag{5.69}$$

Schema echivalentă pentru circuitul de amplificare inversor este dată în figura 5.11 și este identică cu cea din figura 5.9.

Pentru ca la ieșire amplificatorul să se apropie de un generator de tensiune ideal este necesar ca transmisia pe buclă să fie cît mai mare posibilă. De asemenea, se poate verifica că și în acest caz, ca și la circuitul de amplificare inversor, *se micșorează erorile la calculul amplificărilor dacă se crește transmisia pe buclă.*

Este necesar să se menționeze că în multe lucrări, la studiul amplificatoarelor cu reacție, se mai folosesc și denumirile: *cîștigul buclei* pentru transmisia pe buclă, *cîștigul în buclă deschisă* pentru $a(j\omega)$ și *cîștigul în buclă închisă* pentru amplificarea cu reacție.

După tipul de reacție utilizat, amplificatorul din figura 5.10 se încadrează în categoria *amplificatoarelor cu eșantionare și comparare în nod* [4]. Acest tip de reacție a fost studiat cu parametri de cuadripol Y și cu amplificări de curent. Din calculele de mai sus trebuie să se rețină și metoda de tratare cu amplificări de tensiune.

În figura 5.12 se dă circuitul de calcul pentru transmisia pe buclă, unde $\frac{U_{id}}{U_1} = f(j\omega)$ și $\frac{U_0(j\omega)}{U_{id}(j\omega)} = a(j\omega)$, deci:

$$T(j\omega) = f(j\omega)\, a(j\omega) = \frac{U_0(j\omega)}{U_1(j\omega)}. \tag{5.70}$$

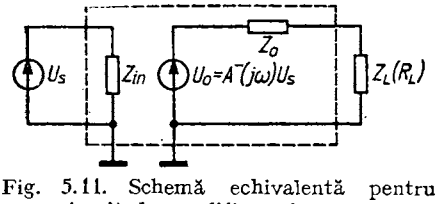


Fig. 5.11. Schemă echivalentă pentru circuit de amplificare inversor.

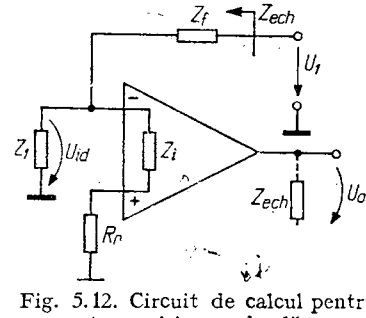


Fig. 5.12. Circuit de calcul pentru transmisia pe buclă.

5.2.3. AMPLIFICATOARE CU REACȚIE CU ELEMENTE CU TREI TERMINALE ÎN BUCLA DE REACȚIE

Expresiile stabilite în paragrafele precedente pentru diferite mărimi ale amplificatoarelor cu reacție nu sînt valabile pentru cazurile în care în bucla cu reacție intervin elemente cu trei sau mai multe terminale. În aceste situații ecuațiile de circuit sînt diferite și analiza schemelor se face cu parametrii Y, inclusiv și pentru amplificatorul operațional real, cînd este necesar.

În figura 5.13, *a* și *b* se reprezintă un astfel de amplificator cu elemente cu trei terminale în bucla de reacție.

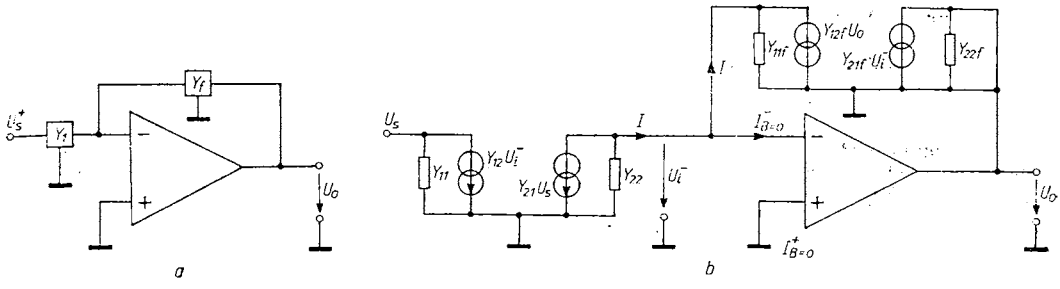


Fig. 5.13. Amplificator cu reacție cu elemente cu trei terminale în bucla de reacție:
a — schema bloc; b — schema cu parametri y.

Expresia amplificării cu reacție $A^-(j\omega) = U_0(j\omega)/U_s(j\omega)$ se obține simplu dacă amplificatorul este ideal, deoarece admitanțele Y_{22}, Y_{11f} au tensiunea la borne zero, condiție care se realizează aproximativ și pentru amplificatoarele operaționale reale dacă se lucrează la frecvențe suficient de joase.

Pentru circuitul din figura 5.13, *b* sînt valabile ecuațiile:

$$I(s) = -Y_{21}U_s(s) = Y_{12f}U_0(s).$$

Amplificarea cu reacție este:

$$A^-(s) = -Y_{21}/Y_{12f}. \tag{5.71}$$

Dacă în schemele elementelor Y_1 și Y_f intervin numai componente pasive (rezistoare, condensatoare, bobine de inductanță, transformatoare, diode), atunci [3], [8]:

$$Y_{12} = Y_{21} = Y_{t1}, \quad Y_{12f} = Y_{21f} = Y_{tf}. \tag{5.72}$$

În consecință analiza schemelor este mai simplă.

Cu notațiile (5.72) amplificarea cu reacție devine:

$$A^-(s) = -Y_{t1}/Y_{tf}. \tag{5.73}$$

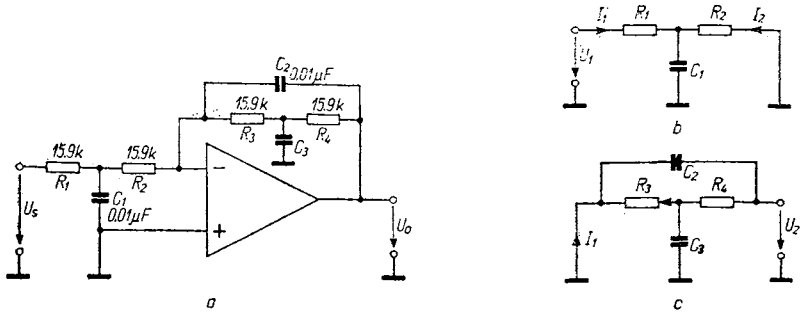


Fig. 5.14. Amplificator cu reacție cu elemente cu trei terminale în bucla de reacție:

a — schema; b — circuitul de calcul pentru $Y_{21} = Y_{t_1}$, *c — circuit de calcul pentru* $Y_{12f} = Y_{tf}$.

În figura 5.14, *a* se dă un exemplu de schemă de circuit cu elemente cu trei terminale în bucla de reacție. Schemele de calcul pentru parametrii $Y_{21} = Y_{t_1}$ și $Y_{12f} = Y_{tf}$ sînt date în figurile 5.14, *b* și *c*.

$$Y_{t_1} = \frac{I_2(s)}{U_1(s)} = \frac{I_2(s)}{-[(1 + sC_1R_2)\ R_1 + R_2]\ I_2(s)} =$$

$$= \frac{-1}{C_1R_1R_2\left(s + \dfrac{R_1 + R_2}{C_1R_1R_2}\right)} \tag{5.74}$$

$$Y_{tf} = \frac{I_1(s)}{U_2(s)} = \frac{-\{sC_2U_2(s) + U_2(s)/[R_3 + R_4(1 + SC_3R_3)]\}}{U_2(s)} =$$

$$= \frac{-C_2[s^2 + s(R_3 + R_4)/C_3R_3R_4 + 1/C_2C_3R_3R_4]}{s + (R_3 + R_4)/C_3R_3R_4}. \tag{5.75}$$

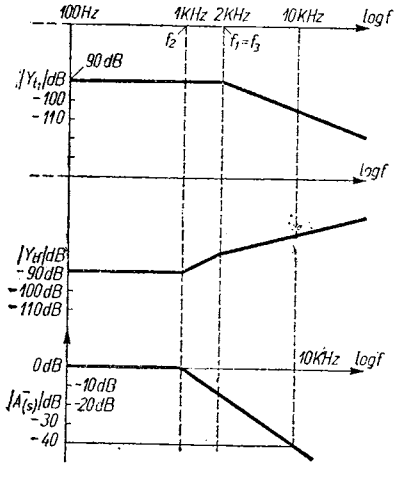


Fig. 5.15. Caracteristici Bode pentru un amplificator studiat cu parametrii *y*.

Pentru $f \to 0$ $(s \to 0)$, modulele celor două admitanțe sînt:

$$|Y_{t_1}|_{f\to 0} = \frac{1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{31{,}8 \cdot 10^3\Omega} = -90 \text{ dB};$$

$$|Y_{tf}|_{f\to 0} = \frac{1}{R_3 + R_4} = -90 \text{ dB}.$$

Polul pentru Y_{t_1} este la $f_1 = \dfrac{1}{2\pi C_1 R_1 \,||\, R_2} =$ $= 2$ kHz; zeroul dublu pentru Y_{tf} este la $f_2 =$ $= \dfrac{1}{2\pi C_3 R_3} = 1$ kHz; polul pentru Y_{tf} este $f_3 =$ $= \dfrac{1}{2\pi C_3 R_3 \,||\, R_4} = 2$ kHz.

Caracteristicile Bode pentru Y_{t_1}, Y_{tf} și $A^-(s)$ sînt date în figura 5.15. S-a avut în vedere că

$$|A^-(s)|_{\text{dB}} = 20 \log |Y_{t_1}| - 20 \log |Y_{tf}|$$

S-a arătat anterior că amplificările calculate considerînd a_0 și Z_i finite și $Z_0 \neq 0$ sînt diferite de acelea calculate pentru amplificatoarele ideale. *Erorile care dau abaterile amplificărilor reale față de acelea stabilite pentru amplificatoare ideale* se numesc **erori de calcul** [2].

● **Amplificarea cu reacție pentru un amplificator neinversor** cu a_0 finit, $R_i \to \infty$, $R_0 = 0$, se poate pune sub forma:

$$A_0^+ = \frac{a_0}{1 + R_1 a_0/(R_1 + R_f)} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \frac{1}{1 + \dfrac{1}{R_1 a_0/(R_1 + R_f)}} =$$

$$= A_{0,\text{ideal}}^+ \frac{1}{1 + 1/a_0 f_0},$$

$$A_{0,\text{ideal}}^+ = (R_1 + R_f)/R_1 = 1/f_0 \tag{5.76}$$

Eroarea relativă pentru determinarea amplificării cu reacție este:

$$\varepsilon\% = \frac{A_{0,\text{ideal}}^+ - A_{0,\text{ideal}}^+/(1 + 1/a_0 f_0)}{A_{0,\text{ideal}}^+} \cdot 100\% = \frac{1}{1 + f_0 a_0} \cdot 100\% \tag{5.77}$$

Dacă $f_0 a_0 \gg 1$,

$$\varepsilon\% \simeq \frac{1}{f_0 a_0} \cdot 100\% \tag{5.78}$$

● Mai jos se dă un mers de calcul aproximativ pentru **stabilirea expresiei tensiunii de ieșire a amplificatorului diferențial** din figura 5.16.

Se pot scrie următoarele ecuații de circuit:

$$u_i^+ = u_s^+ - R_r i = u_s^+ - R_r(u_s^+ - u_i^-)/(R_r + R_i) = (u_s^+ R_i + u_i^- R_r)/(R_i + R_r)$$

$$u_{0i} = a_0(u_i^+ - u_i^-) = a_0 \frac{R_i}{R_i + R_r}(u_s^+ - u_i^-) \tag{5.79}$$

Dacă $R_1 \gg R_r$, u_{0i} se reduce la

$$u_{0i} \simeq a_0(u_s^+ - u_i^-). \tag{5.80}$$

Generatorul de tensiune u_{0i} în serie cu R_0 se înlocuiește cu un generator de curent echivalent ca în figura 5.17. În nodurile de la intrare și ieșire se pot scrie ecuațiile:

$$(u_s^- - u_i^-)/R_1 + (u_s^+ - u_i^-)/(R_r + R_i) - (u_i^- - u_0)/R_f = 0 \tag{5.81}$$

$$a_0(u_i^- - u_s^+)/R_0 + u_0/R_0 + u_0/R_L - (u_i^- - u_0)/R_f = 0. \tag{5.82}$$

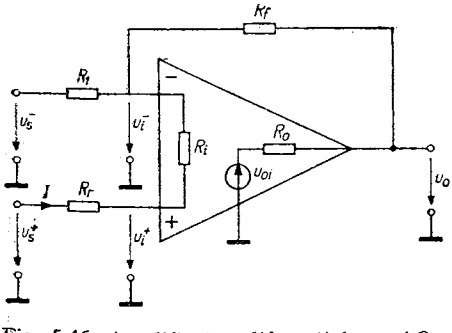


Fig. 5.16. Amplificator diferențial cu AO real.

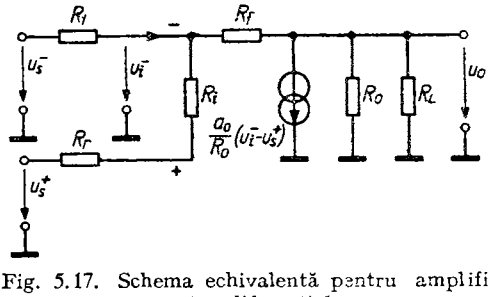


Fig. 5.17. Schema echivalentă pentru amplificator diferențial.

Dacă în ecuația (5.82) se neglijează u_i^-/R_f, se obține:

$$(u_s^+ - u_i^-) = \frac{1}{a_0}\left(1 + \frac{R_0}{R_L \parallel R_f}\right)u_0. \tag{5.83}$$

Relația (5.81) se mai poate scrie:

$$\frac{R_f}{R_1}u_s^- + \frac{R_f}{R_r + R_i}(u_s^+ - u_i^-) - u_i^-\frac{R_f}{R_1 \parallel R_f} + U_0 = 0. \tag{5.84}$$

Substituind expresiile pentru $(u_s^+ - u_i^-)$ și u_i^- din relația (5.83) în relația (5.84) se obține:

$$u_s^+\frac{R_f}{R_1 \parallel R_f} - u_s^-\frac{R_f}{R_1} = U_0\left[1 + \frac{R_f}{R_r + R_i}\frac{1}{a_0}\left(1 + \frac{R_0}{R_L \parallel R_f}\right) + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{a_0}\left(1 + \frac{R_0}{R_L \parallel R_f}\right)\frac{R_f}{R_1 \parallel R_f}\right],$$

sau încă:

$$u_s^+\frac{R_1 + R_f}{R_1} - u_s^-\frac{R_f}{R_1} = U_0\left[1 + \frac{1}{a_0 R_1/(R_1 + R_f)}\left(1 + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{R_1 \parallel R_f}{R_r + R_i}\right)\left(1 + \frac{R_0}{R_L \parallel R_f}\right)\right]. \tag{5.85}$$

Mai sus se identifică factorul de reacție $f_0 = R_1/(R_1 + R_f)$. Se mai introduc notațiile:

$$\varepsilon_i = (R_1 \parallel R_f)/(R_r + R_i), \quad \varepsilon_0 = R_0/(R_L \parallel R_f) \tag{5.86}$$

Cu aceste notații din relația (5.85) se obține:

$$u_0 = \frac{1}{1 + (1 + \varepsilon_i)(1 + \varepsilon_0)/f_0 a_0}\left[\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)u_s^+ - \frac{R_f}{R_1}u_s^-\right] \tag{5.87}$$

Dacă se compară relațiile (5.87) și (5.15) se observă că:

$$u_{0\,\text{ideal}} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)\left(u_s^+ - \frac{R_f}{R_1}u_s^-\right) = \frac{1}{f_0}\left[u_s^+ - (1 - f_0)\,u_s^-\right] \tag{5.88}$$

Tensiunea de ieșire (5.87) se mai poate scrie sub forma:

$$u_0 = \frac{1}{1 + (1 + \varepsilon_i)\,(1 + \varepsilon_0)/f_0 a_0}\cdot\frac{1}{f_0}\left[u_s^+ - (1 - f_0)\,u_s^-\right]. \tag{5.89}$$

Eroarea relativă pentru determinarea tensiunii de ieșire în cazul circuitelor diferențiale cu amplificator operațional este:

$$\varepsilon\% = \frac{u_{0\,\text{ideal}} - u_0}{u_{0\,\text{ideal}}}\cdot 100\% = \left(1 - \frac{1}{1 + (1 + \varepsilon_i)\,(1 + \varepsilon_0)/f_0 a_0}\right)100\%. \tag{5.90}$$

Cu notația

$$\varepsilon^* = (1 + \varepsilon_i)\,(1 + \varepsilon\,)/f_0 a_0 \qquad (5.91)$$

eroarea relativă se mai poate scrie:

$$\varepsilon\% = \left(1 - \frac{1}{1 + \varepsilon^*}\right) \cdot 100\% = \frac{\varepsilon^*}{1 + \varepsilon^*}\,100\%. \qquad (5.92)$$

Dacă $(1 + \varepsilon_i)\,(1 + \varepsilon_0)/f_0 a_0 \ll 1$,

$$\varepsilon\% = \varepsilon^* \cdot 100\% \qquad (5.93)$$

Expresia (5.89) poate fi folosită și pentru determinarea erorilor la circuitele de amplificare neinversoare și inversoare, făcînd $u_i^- = 0$, respectiv $u_i^+ = 0$. Erorile relative au aceleași expresii ca mai sus. De exemplu, din (5.89), amplificarea cu reacție pentru conexiunea inversoare este

$$A_0^- = \frac{1}{1 + \varepsilon^*}\,A_{0\,\text{ideal}}^-. \qquad (5.94)$$

Pe de altă parte, după definiția erorii relative
$\varepsilon = (A_{0\,\text{ideal}}^- - A_0^-)/A_{0\,\text{ideal}} = \varepsilon^*/(1 + \varepsilon^*)$, de unde rezultă din nou expresia (5.94).
Expresia lui ε^*, pentru $R_r = 0$ și $R_L \to \infty$ în relațiile (5.86), este:

$$\varepsilon^* = \frac{1}{f_0 a_0}\left(1 + \frac{R_1 R_f}{(R_1 + R_f)R_i}\right)\left(1 + \frac{R_0}{R_f}\right) =$$

$$= \left[1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f}\,\frac{R_f}{R_i} + \frac{R_0}{R_f} + \frac{R_1 R_0}{(R_1 + R_f)\,R_i}\right] \cdot \frac{1}{f_0 a_0} \qquad (5.95)$$

Dacă se pune problema proiectării unui amplificator cu un f_0 dat, deci o constantă, care dă și amplificarea pentru cazul ideal, atunci se pune și problema alegerii lui R_f astfel încît eroarea să fie minimă.
Expresia (5.95) se poate scrie și sub forma:

$$\varepsilon^* = (1 + f_0 R_f/R_i + R_0/R_f + f_0 R_0/R_i)/f_0 a_0. \qquad (5.96)$$

Din relația (5.96) rezultă că eroarea este minimă pentru:

$$R_f = \sqrt{R_0 R_i/f_0}. \qquad (5.97)$$

Valorile lui R_1 și R_r pot fi alese încît să fie respectată valoarea lui f_0 și să se reducă influența curenților de polarizare asupra ieșirii.

5.3. Efectul tensiunii de intrare de decalaj (offset), a curenților de polarizare și a curentului de intrare de decalaj (offset) asupra tensiunii de ieșire. Erori statice

Tensiunea de ieșire a unui amplificator operațional real *este influențată de tensiunile și curenții de decalaj, de curenții de polarizare, de variațiile tensiunilor de alimentare* etc. Aceste influențe *sînt echivalate* la intrare *cu generatoare de semnal independente de amplificarea în buclă deschisă* pentru a putea fi comparate cu semnalele utile de intrare în privința efectului asupra tensiunii de ieșire.

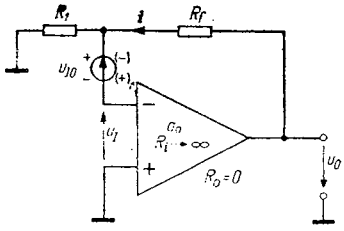


Fig. 5.18. Amplificator cu reacție cu tensiunea de decalaj u_{IO}.

Tensiunea de ieșire de decalaj poate fi făcută zero la un moment inițial prin ajustarea unor circuite de compensare. În timp se constată din nou deplasarea de la zero a tensiunii de ieșire. În consecință, *tensiunea de decalaj la ieșire* este considerată ca având *două componente*: cea *inițială* și cea *variabilă (derivă, drift)*. Același lucru este valabil și pentru tensiunile generatoarelor de decalaj echivalente de la intrare.

Problema cea mai dificilă este compensarea componentelor variabile ale tensiunilor de decalaj, dependente de condițiile de mediu și de procesul de îmbătrînire, pentru care practic nu se cunosc legi de variație în timp.

Tensiunile de decalaj au o importanță deosebită în cazul folosirii amplificatoarelor operaționale în circuite destinate pentru prelucrarea semnalelor de c.c. sau de frecvențe foarte joase. Soluții pentru reducerea influențelor tensiunilor de decalaj au fost date în capitolul precedent.

● În figura 5.18 se dă schema unui **amplificator cu reacție** în care se consideră **tensiunea de decalaj** $u_{IO} \neq 0$, a_0 **finit și curenții de polarizare zero.** Datorită tensiunii de decalaj se obține tensiunea de ieșire a cărei expresie rezultă:

$$u_O = (R_1 + R_f)\, i = (R_1 + R_f)\,(u_{IO} - u_1)/R_1 =$$
$$= (R_1 + R_f)\,[u_{IO} - u_0/a_0]/R_1,$$

$$u_O = \frac{a_0}{1 + R_1 a_0/(R_1 + R_f)}\, u_{IO} = A_0^+ u_{IO}. \tag{5.98}$$

Cu referințele din paranteză pentru u_{IO} tensiunea de ieșire își schimbă semnul:

$$u_O = -\frac{a_0}{1 + R_1 a_0/(R_1 + R^f)}\, u_{IO}. \tag{5.99}$$

În legătură cu *mărimea tensiunii de ieșire*, determinată de tensiunea de decalaj, trebuie observat că aceasta *este aceeași în ambele configurații ale circuitului de amplificare* (inversor și neinversor). De asemenea, *este indiferent la care intrare se înseriază sursa de decalaj* u_{IO}.

Dacă $a_0 \to \infty$, tensiunea de iesire devine:

$$u_O = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) u_{IO} = \frac{1}{f_0}\, u_{IO}. \tag{5.100}$$

Reacția negativă reduce efectul la ieșire al tensiunii de decalaj față de acela din cazul cu bucla de reacție deschisă.

De exemplu, la amplificatorul operațional μA 702 cu $a_{0,\,tipic} = 3\,600$ și $u_{IO,\,tipic} = 0{,}5$ mV, tensiunea de ieșire de decalaj în bucla deschisă este 1,8 V. Cu bucla de reacție închisă și $\frac{R_f}{R_1} = 100$, tensiunea de decalaj la ieșire este egală cu 98,25 mV.

Valoarea medie a coeficientului de temperatură al tensiunii de decalaj de intrare este de maxim 10 μV/°C. Variația posibilă a tensiunii de decalaj de intrare în domeniul de temperatură — 55°C la + 125°C este de 70°C × 10 μV/°C = 700 μV.

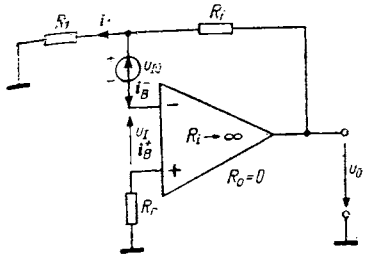


Fig. 5.19. Amplificator cu reacție cu tensiune de decalaj și curenți de polarizare.

● În figura 5.19 este reprezentat un **amplificator cu reacție cu tensiune de decalaj și cu curenți de polarizare diferiți de zero.** Pentru acest circuit se pot scrie ecuațiile:

$$u_0 = R_f(i_1 + i_B^-) + i_1 R_1;$$

$$i_1 = (u_{IO} - u_I - i_B^+ R_r)/R_1;$$

$$u_0 = \frac{a_0}{1 + a_0 R_1/(R_1 + R_f)} u_{IO} + i_B^- R_f \frac{a_0}{a_0 + (R_1 + R_f)/R_1} - i_B^+ R_r \frac{R_1 + R_f}{R_1} \frac{a_0}{a_0 + (R_1 + R_f)/R_1}. \quad (5.101)$$

Pentru $R_r = R_1 \parallel R_f = R_1 R_f/(R_1 + R_f)$ și deci

$$R_f = R_r \frac{R_1 + R_f}{R_1} \quad (5.102)$$

tensiunea de ieșire se scrie sub forma:

$$u_0 = \frac{a_0}{1 + a_0 R_1/(R_1 + R_f)} [u_{IO} + i_{IO} R_r] \quad (5.103)$$

unde

$$i_{IC} = i_B^- - i_B^+. \quad (5.104)$$

Pentru $a_0 \to \infty$, ecuațiile (5.101) și (5.103) devin:

$$u_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) u_{IO} + i_B^- R_f - i_B^+ R_r \frac{R_1 + R_f}{R_1}. \quad (5.105)$$

$$u_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)(u_{IO} + i_{IO} R_r) \quad (5.106)$$

Dacă $R_r = R_1 \parallel R_f$, de mai sus, rezultă faptul că *efectul curenților de polarizare se reduce la minimum și anume la generatorul de tensiune* $i_{IO} R_r$ *înseriat cu tensiunea de decalaj. Variațiile cu temperatura ale curenților de polarizare trebuie să fie cît mai apropiate pentru ca deriva să fie cît mai mică.*

În general, indiferent de complexitatea circuitelor conectate la intrare, rezistențele în c.c. văzute la cele două intrări ale amplificatorului operațional trebuie să fie egale. Efectul curenților de polarizare este cu atît mai mic cu cît valoarea acestor rezistențe este mai mică.

De asemenea, întotdeauna este necesar să se asigure căi de curent continuu pentru curenții de polarizare.

Dacă se înlocuiesc efectele tensiunii și curentului de decalaj de intrare asupra ieșirii *cu surse de tensiune* în serie cu sursele de semnal de intrare u_s^- și u_s^+, pentru cele două configurații neinversoare și inversoare (fig. 5.2 și 5.3), atunci *se obțin valori diferite din cauza amplificărilor în tensiune diferite.*

Pentru configurația neinversoare tensiunea în serie cu u_s^+, rezultă din relațiile (5.1) și (5.103):

$$u_{s,0}^+ = \frac{u_0}{A_0^+} = u_{IO} + i_{IO}R_r = u_{IO} + i_{IO}R_1 \parallel R_f. \tag{5.107}$$

Pentru configurația inversoare, sursa echivalentă înseriată cu u_s^+ rezultă din relațiile (5.9) și (5.103):

$$u_{s,0}^- = \frac{u_0}{|A_0^-|} = \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) u_{IO} + i_{IO} \cdot R_r \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) =$$

$$= \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) u_{IO} + i_{IO}R_1. \tag{5.108}$$

În cataloage, pentru componentele variabile ale tensiunii și curentului de decalaj (componente de drift, derive termice) se dau valori medii maxime posibile, definite pentru un domeniu mare de temperatură. Aceasta se face și cu scopul de a permite măsurarea mai precisă a componentelor de derivă termică, care au valori foarte mici. Coeficienții de temperatură nu au valori constante în tot domeniul de temperatură dat pentru funcționarea normală.

Curenții de intrare și tensiunea de decalaj influențează tensiunea de ieșire, apărînd în consecință erori suplimentare, denumite **erori statice.** Tot în cadrul acestor erori se încadrează și *efectele* asupra tensiunii de ieșire *datorate factorului de rejecție de mod comun* (RMC) *și ale factorilor de rejecție ai surselor de alimentare,* deoarece efectele acestora se caracterizează prin surse de semnal înseriate la intrare cu u_{IO}.

5.4. SOLUȚII DE CIRCUIT PENTRU COMPENSAREA GENERATOARELOR DE EROARE

Generatoarele de eroare de la intrare pot fi compensate prin următoarele metode:

— *introducerea unui dezechilibru ajustabil din exterior în circuitul de intrare al amplificatorului operațional;*

— *introducerea de generatoare de tensiune sau curent, ajustabile în circuitul de intrare;*

— *compensarea automată.*

● În figura 5.20 *a* și *b* se dau schemele de **compensare** cu rezistență **ajustabilă** R_x *pentru circuitele inversor, respectiv neinversor.* Anularea tensiunii de ieșire se datorează căderilor de tensiune determinate pe R_x de curenții de polarizare i_B^+, respectiv i_B^-.

Pentru $u_S = 0$, $a_0 \to \infty$, $R_i \to \infty$ și $R_0 = 0$, tensiunea de ieșire pentru circuitul din figura 5.20, *a* este dată de relația (5.105), care cu notațiile din figură poate fi pusă în forma:

$$u_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) [u_{IO} + i_B^- R_1 \parallel R_f - i_B^+ R_x]. \tag{5.109}$$

Pentru $u_0 = 0$ este necesar ca $i_B^+ R_x = u_{IO} + i_B^- R_1 \parallel R_f$.

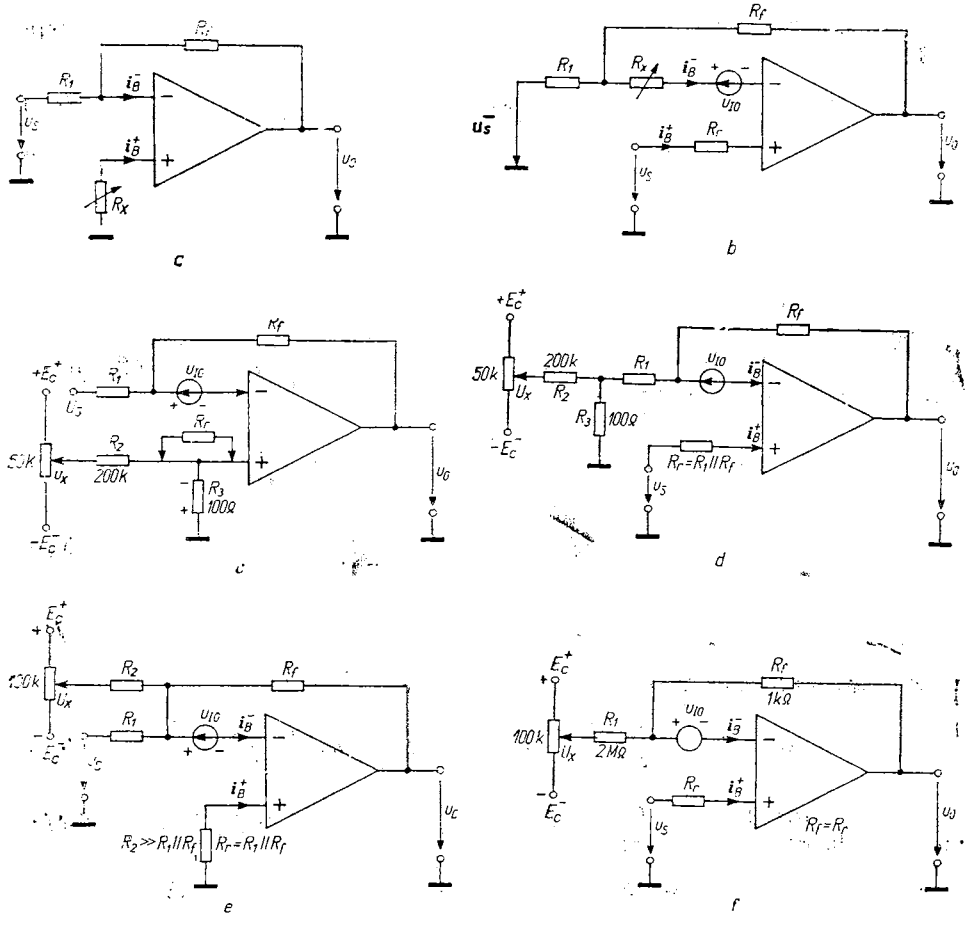


Fig. 5.20. Circuite de compensare a generatoarelor de eroare de la intrare

În aceleași condiții, pentru tensiunea la ieșirea circuitului din figura 5.20, *b* se stabilește expresia:

$$u_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)[u_{IO} + i_B^-(R_x + R_1 \parallel R_f) - i_B^+ R_r]. \qquad (5.110)$$

Circuitele descrise mai sus sînt în principal avantajoase datorită *simplității* lor. Au și *dezavantajul că necesită o altă valoare R_x pentru fiecare set de valori R_1, R_f.* Schema din figura 5.20, *a* se comportă destul de bine și în privința compensării derivelor termice ale curenților i_B^- și i_B^+, dacă acești curenți variază cu temperatura aproximativ la fel.

● În schemele din figurile 5.20, *c* și *d* **compensarea** se obține **prin aplicarea unei tensiuni de corecție de valoare mică la intrarea fără semnal.**

Dacă se neglijează efectul curentului i_B^+ asupra divizorului R_2, R_3, ceea ce este posibil deoarece R_3 este de valoare foarte mică, pentru tensiunea de ieșire cu $u_s = 0$ se obține expresia:

$$u_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)\left(u_{IO} - u_x \frac{R_3}{R_2 + R_3} + i_B^- R_1 \| R_f\right). \qquad (5.111)$$

Dacă se introduce și $R_r = R_1 \parallel R_f$ în vederea reducerii efectului curenților de polarizare numai la acela al curentului de decalaj, atunci u_0 are expresia:

$$u_0 = (1 + R_f/R_1)\,[u_{IO} - u_x R_3/(R_2 + R_3) + i_{IO} R_1 \parallel R_f] \qquad (5.112)$$

În figura 5.20, *d* cu $u_S = 0$ și $R_r = R_1 \parallel R_f$, tensiunea de ieșire are expresia:

$$u_0 = (1 + R_f/R_1)\left(u_{IO} + i_{IO} R_r - u_x \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{R_f}{R_1 + R_f}\right). \qquad (5.113)$$

Dacă sursele de alimentare E_C^+ și E_C^- sînt de 15 V, tensiunea de compensare pe R_3 se poate obține de $\pm 7{,}5$ mV.

Schema de compensare din figura 5.20, *e* se folosește pentru valori mici ale rezistenței $R_1 \parallel R_f$, de regulă sub 10 kΩ. Pentru $u_S = 0$, tensiunea de ieșire este dată de expresia:

$$u_0 = u_{IO}\left(1 + \frac{R_f}{R_1} + \frac{R_f}{R_2}\right) + i_B^- R_f - u_x \frac{R_f}{R_2} - i_B^+ R_r \left(1 + \frac{R}{R_1} + \frac{R_f}{R_2}\right). \qquad (5.114)$$

Dacă se neglijează $\frac{R_f}{R_2}$ în primul și ultimul termen din dreapta și cu $R_r = R_1 \parallel R_f$, expresia lui u_0 devine:

$$u_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)\left(u_{IO} + i_{IO} R_1 \parallel R_f - u_x \frac{R_1 \parallel R_f}{R_2}\right). \qquad (5.115)$$

Dacă se admite $i_{IO} = 0$ și $E_{C1} = |E_{C2}| = 15$ V, atunci tensiunea de ieșire poate fi făcută zero pentru o tensiune de decalaj:

$$u_{IO} = \pm u_x (R_1 \parallel R_f)/R_2 = \pm 15 \text{ V}/2\,000 = 7{,}5 \text{ mV}.$$

Schema de compensare din figura 5.20, *e* nu poate fi aplicată pentru valori mari $R_1 \parallel R_f$, deoarece pentru R_2 ar fi necesară o valoare prea mare, intolerabilă în practică ($R_2 = 2\,000(R_1 \parallel R_f)$).

● În figura 5.20, *f* se dă o **schemă de compensare pentru un circuit repetor.** Tensiunea de ieșire cu $u_S = 0$ are expresia:

$$u_0 = u_{IO}\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) - u_x \frac{R_f}{R_1} + i_B^- R_f - i_B^+ R_r \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \qquad (5.116)$$

sau avînd încă $\frac{R_f}{R_1} \ll 1$:

$$u_0 \simeq u_{IO} - u_x \frac{R_f}{R_1} + i_{IO} R_f. \qquad (5.117)$$

În figura 5.21 se dă o altă schemă pentru compensarea generatoarelor de eroare pentru un circuit repetor. Compensarea se obține datorită curentului prin R_1 de valoare ajustabilă. Datorită diodei *D* se modifică curentul prin R_1 în funcție de nivelul semnalului, încît compensarea să nu fie afectată de acesta.

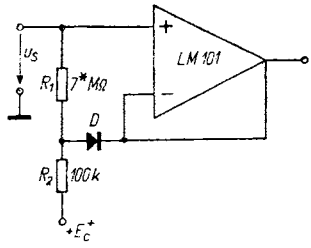


Fig. 5.21. Circuit de compensare al generatoarelor de eroare pentru un repetor.

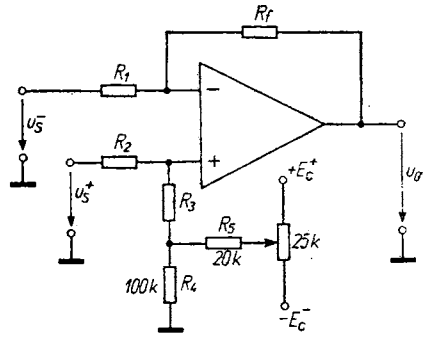


Fig. 5.22. Circuit de compensare al generatoarelor de eroare pentru un amplificator diferențial.

● În **circuitele de amplificare diferențiale** (fig. 5.22), la alegerea soluțiilor pentru compensare trebuie să se aibă în vedere rejecția semnalului de mod comun, care se poate înrăutăți din cauza circuitelor de compensare. Dacă R_1 are valori relativ mici, la egalizarea amplificărilor pentru cele două semnale trebuie să se considere și rezistențele R_4, R_5, iar curentul prin R_3 trebuie avut în vedere la dimensionarea divizorului R_4, R_5.

Circuitele de compensare a generatoarelor de eroare descrise pînă aici *au avantajul că sînt universale* putînd fi utilizate la toate amplificatoarele operaționale fără modificări. De asemenea, *permit realizarea compensării fără a influența circuitele interne ale amplificatorului operațional.*

Aceste circuite *afectează între anumite limite cîștigul în bucla închisă* al amplificatorului *și asigură compensarea* la o anumită temperatură și la un moment dat a *componentelor inițiale de decalaj*, ulterior intervenind componentele de derivă.

În sfîrșit, trebuie menționat că *sînt amplificatoare operaționale prevăzute cu terminale pentru compensarea generatoarelor de eroare.* Compensarea se face cu ajutorul unui potențiometru care intervine în etajul de intrare și al cărui cursor se leagă la una din bornele surselor de alimentare sau la masă (fig. 5.23).

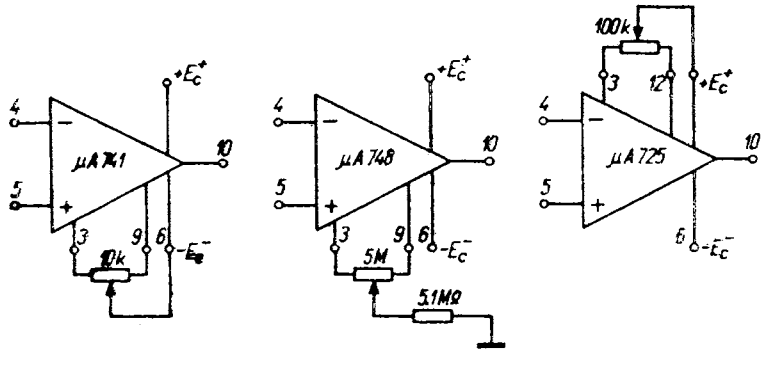


Fig. 5.23. Compensarea generatoarelor de eroare la amplificatoarele operaționale μA 741, μA 748, μA 725

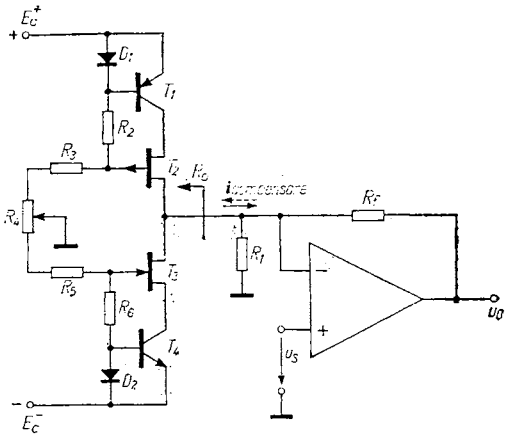


Fig. 5.24. Compensarea generatoarelor de eroare cu sursă de curent bipolară.

● În figura 5.24 se reprezintă un **circuit în care curentul de compensare a generatoarelor de eroare este furnizat de o sursă de curent bipolară** realizată cu cascodele T_1, T_2 și T_3, T_4. În funcție de fiecare situație curentul de compensare se reglează prin intermediul potențiometrului R_4. Avantajul principal al schemei este rezistența în semnal R_0, de valoare foarte mare, care încarcă intrarea amplificatorului operațional (cca 100 MΩ) și în consecință *practic nu este influențat cîștigul în buclă închisă.*

● **Scheme de compensare sensibile la temperatură** *pentru a asigura* și *anularea efectelor derivelor termice ale curenților de polarizare și încărcarea intrărilor amplificatorului operațional* tot *cu rezistențe de valori mari* sînt date în figura 5.25.

Compensarea derivei curentului i_B^- cu circuitul din figura 5.25, *a* se bazează pe faptul că tranzistorul T_1 are practic aceleași caracteristici pentru circuitul de bază ca și tranzistoarele de intrare ale amplificatorului. Dependența de temperatură a acestor caracteristici este practic tot identică. În consecință, curentul de bază al tranzistorului T_1 se schimbă la fel cu i_B^-, curenții prin rezistoarele R_1, R_f rămînînd practic constanți la variația temperaturii.

În schemă nu este necesară rezistența de compensare R_r înseriată la intrarea +. Curentul inițial de compensare se fixează cu R_2 ajustabilă.

Circuitul din figura 5.25, *b* asigură o compensare mai bună la variația temperaturii datorită sursei de curent T_1, T_2. Sursa de curent din emito-

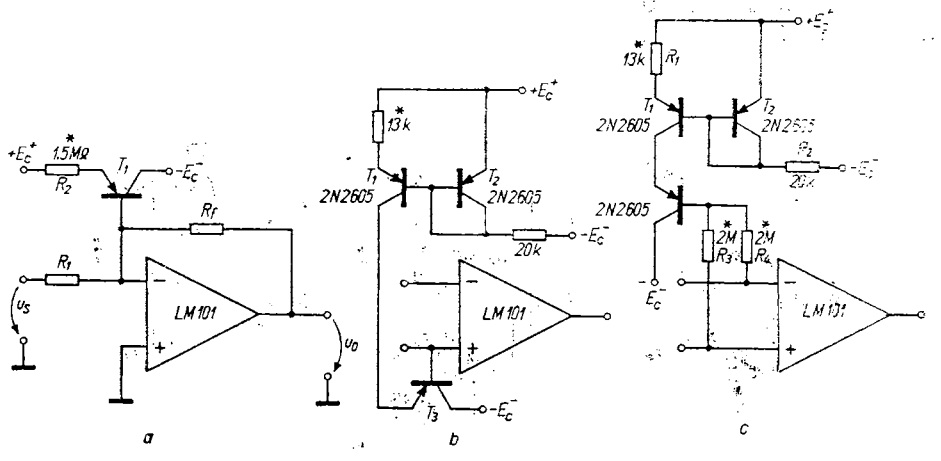


Fig. 5.25. Scheme sensibile la temperatură pentru compensarea generatoarelor de eroare: *a — configurația inversoare simplă; b — compensarea pentru excursii mari de semnal de mod comun; c — compensare pentru intrare diferențială.*

rul lui T_3 reduce variația curenților de bază al acestui tranzistor cu nivelul tensiunii de intrare, de mod comun, fiind permise excursii mari de semnal de mod comun.

Pentru amplificatoarele diferențiale se folosește schema din figura 5.25, *c* care asigură curenți de compensare la ambele intrări, ale căror valori inițiale se fixează cu rezistențele ajustabile R_3, R_4. Performanțele schemei, la variația temperaturii, devin și mai bune dacă rezistențele văzute la cele două intrări ale amplificatorului operațional se fac egale cînd aceasta este posibil.

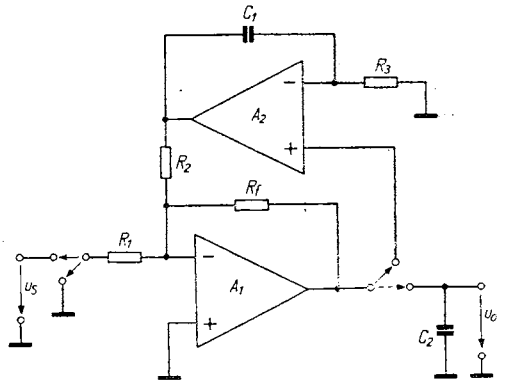


Fig. 5.26. Compensarea automată a generatoarelor de eroare de la intrare.

● **Compensarea automată a generatoarelor de eroare** este discutată în legătură cu figura 5.26. Circuitul de aducere la zero este un integrator realizat cu amplificatorul A_2, care se conectează în buclă de reacție negativă a amplificatorului A_1 în intervalele de timp în care intrarea de semnal a acestuia este pusă la masă. La ieșirea amplificatorului A_2 apare un semnal de corecție dacă tensiunea de ieșire de decalaj a amplificatorului A_1 nu este zero. Condensatorul C_2 memorează semnalul util de ieșire pe durata intervalelor de timp în care A_2 este conectat în bucla de reacție negativă, iar condensatorul C_1 memorează semnalul de corecție pentru restabilirea nivelului de zero al tensiunii de ieșire. La folosirea acestei metode este evident că *se anulează* și *erorile datorate derivelor.*

5.5. AMPLIFICAREA ȘI REJECȚIA SEMNALULUI DE MOD COMUN. REJECȚIA TENSIUNILOR DE ALIMENTARE

Amplificatoarele operaționale reale au amplificarea de mod comun a_{cc} diferită de zero. După relația de definiție (3.39), tensiunea de intrare de mod comun este:

$$u_{IC} = (u_I^+ + u_I^-)/2 \tag{5.118}$$

Tensiunea de ieșire se scrie sub forma:

$$u_O = a(u_I^+ - u_I^-) + a_{cc}(u_I^+ + u_I^-)/2 \tag{5.119}$$

$$u_O = au_I + a_{cc}u_{IC} = a(u_I + u_{IC}/\mathrm{RMC}) \tag{5.120}$$

unde:

$$\mathrm{RMC} = a/a_{cc}, \tag{5.121}$$

conform relației (3.101).

Influența semnalului pe modul comun poate fi reprezentată prin generatorul de eroare u_{IC}/RMC, înseriat pe una din intrări, de exemplu ca în figura 5.27 (aceasta explică și faptul că unii autori consideră influența amplificării pe modul comun în cadrul erorilor statice și nu la acelea de calcul).

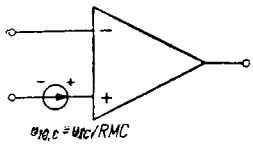


Fig. 5.27. Amplificator operațional cu generator de eroare pe modul comun.

Deoarece o valoare particulară a tensiunii de ieșire de mod comun se obține amplificînd fie tensiunea de intrare de mod comun, fie tensiunea generatorului de eroare introdus în serie, se poate scrie:

$$u_{OC} = a_{cc}u_{IC} = au_{IO,C}, \quad \text{deci}$$

$$\text{RMC} = \frac{a}{a_{cc}} = \frac{u_{IC}}{u_{IO,C}} \tag{5.122}$$

Rezultă,' de mai sus, și o metodă de măsurare a factorului de rejecție pe modul comun (ca raportul dintre cele două tensiuni care au același efect la ieșire).

În cataloage pentru factorul de rejecție pe modul comun se dau valori tipice, minime și maxime posibile. În proiectare, deosebit de utile sînt și caracteristicile Bode pentru RMC (jω) (V. anexa A). În figura 5.28 se indică modul în care se obține caracteristica Bode pentru RMC, *2*, în cazul cel mai defavorabil posibil, din caracteristica tipică *1*, dacă se cunosc valorile lui RMC în c.c. Cea mai mică valoare posibilă pentru RMC, în domeniul de temperatură — 55°C ... + 125°C este de 80 dB, mai mică cu 23 dB față de valoarea tipică de 103 dB. Pentru a stabili cum este influențată tensiunea de ieșire de semnalul de intrare de mod comun se poate trasa caracteristica Bode tipică pentru amplificarea de mod comun, *4*. Aceasta se trasează potrivit relației:

$$|a_{cc}(j\omega)|\ \text{dB} = |a(j\omega)|\ \text{dB} - |\text{RMC}(j\omega)|\ \text{dB}. \tag{5.123}$$

Ca și alți parametri ai amplificatoarelor operaționale, *factorul de rejecție de mod comun nu este funcție liniară de tensiunea de mod comun și de temperatură.*

Pentru multe amplificatoare factorul de rejecție de mod comun la frecvența f poate fi calculat cu formula:

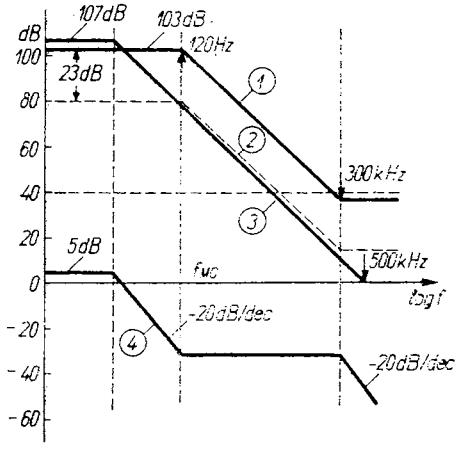


Fig. 5.28. Caracteristici Bode pentru amplificatorul operațional 101 A.

1 — |RMC(jω)| dB — tipic; 2 — |RMC(jω)| dB, cazul cel mai defavorabil; 3 — |a(jω)| dB, tipic; 4 — |a_{cc}(jω)| dB, tipic.

$$\text{RMC}(f)_{\text{dB}} = 20 \log \left| \frac{a_0}{a_{cc0}(1 + \text{j}f/f_{MC})} \right| =$$

$$= \text{RMC}(f = 0)_{\text{dB}} -$$

$$-20 \log \sqrt{1 + (f/f_{MC})^2}. \tag{5.124}$$

● **Influența semnalului de mod comun într-un circuit repetor** se determină din figura 5.29. Tensiunea de ieșire are expresia:

$$u_O = u_{IO,C} - u_I + u_S =$$

$$= u_{IC}/\text{RMC} - u_O/a + u_S. \tag{5.125}$$

Tensiunea de mod comun se poate considera aproximativ egală cu u_S:

$$u_{IC} = (u_S + u_I')/2 \simeq u_S \tag{5.126}$$

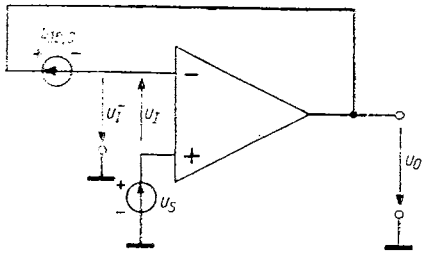


Fig. 5.29. Rejecția de mod comun la un repetor de tensiune.

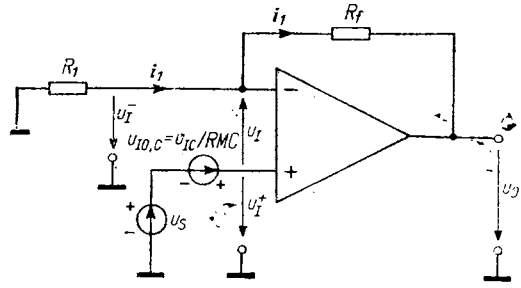


Fig. 5.30. Rejecția de mod comun la un circuit neinversor.

Răspunsul u_O/u_S este deci:

$$u_O/u_S = \frac{1 - 1/\text{RMC}}{1 + 1/a}. \tag{5.127}$$

Datorită semnalului de mod comun apare un termen de eroare suplimentar pe lîngă cel determinat de amplificarea finită a.

Mai trebuie observat că *factorul de rejecție mai are importanță pentru conexiunea neinversoare* (fig. 5.2) *și pentru amplificatorul diferențial* (fig. 5.4 și 5.5). În cazul conexiunii inversoare (fig. 5.3) semnalul util $u_{\bar{S}}$ produce numai tensiune de intrare diferențială. Cu rezistența R_r în circuit (fig. 5.10), rejecția semnalului de mod comun trebuie considerată numai pentru valorile foarte mari ale lui R_r, cînd și tensiunea u_I^+ poate avea valori mai mari.

Circuitul pentru calculul influenței semnalului de mod comun este reprezentat în figura 5.30. Ecuația tensiunii de ieșire este:

$$u_O = -(R_1 + R_f)\, i_1 = -(R_1 + R_f)\,(u_1 - u_{1C}/\text{RMC} - u_S)/R_1 \tag{5.128}$$

unde

$$u_1 = u_O/a, \quad u_{1C} = (u_I^+ + u_I^-)/2 \simeq u_S$$

Răspunsul u_O/u_S se obține sub forma

$$u_O/u_S = \frac{a(1 + 1/\text{RMC})}{1 + aR_1/(R_1 + R_f)} \tag{5.129}$$

Cu $a \to \infty$,

$$u_O/u_S = (1 + R_f/R_1)\,(1 + 1/\text{RMC}). \tag{5.130}$$

● **Influența semnalului de intrare de mod comun asupra ieșirii la un amplificator diferențial** se determină din figura 5.31, unde sursele de semnal $u_{\bar{S}}$ și $u_{\bar{S}}$ au fost înlocuite cu generatoarele de tensiune echivalente $u_{D/2}$ și u_C. În amplificatorul diferențial ar trebui respectată condiția (5.17), $R_2/R_3 = R_1/R_f$. Această condiție este satisfăcută numai aproximativ din cauza toleranțelor rezistoarelor. În consecință, *tensiunea de intrare de mod comun influențează ieșirea chiar dacă* $a_{cc} = 0$.

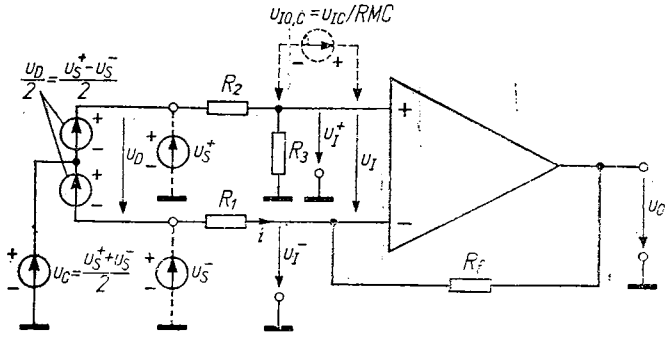


Fig. 5.31. Rejecția de mod comun la un amplificator diferențial.

Tensiunea de ieșire se calculează cu teorema suprapunerii. Cu sursa u_C scurtcircuitată, tensiunile u_I^+ și u_I^- au expresiile:

$$u_I^+ = \frac{R_3}{R_2+R_3} - \frac{u_D}{2}, \quad u_I^- = -\frac{u_D}{2} - iR_1 = -\frac{u_D}{2} + \\ + \left(u_O + \frac{u_D}{2}\right)\frac{R_1}{R_1+R_f} = -\frac{u_D}{2}\,\frac{R_f}{R_1+R_f} + u_O\frac{R_1}{R_1+R_f}. \tag{5.131}$$

Tensiunea de ieșire este prin definiție:

$$u_{OD} = a(u_I^+ - u_I^-) + a_{cc}(u_I^+ + u_I^-)/2 = a[u_D R_3/2(R_2+R_3) + \\ + u_D R_f/2(R_1+R_f) - u_{OD}R_1/(R_1+R_f)] + \\ + (a_{cc}/2)[u_D R_3/2(R_2+R_3) - u_D R_f/2(R_1+R_f) + u_{OD}R_1/(R_1+R_f)],$$

$$u_{OD} = \\ = \frac{au_D[R_3/2(R_2+R_3)+R_f/2(R_1+R_f)]+(a_{cc}/2)\,u_D[R_3/2(R_2+R_3)-R_f/2(R_1+R_f)]}{1+aR_1/(R_1+R_f)-a_{cc}R_1/2(R_1+R_f)}. \tag{5.132}$$

Tensiunile de intrare u_I^+, u_I^- cu cele două surse $u_D/2$ scurtcircuitate sînt:

$$u_I^+ = u_C R_3/(R_2+R_3); \quad u_I^- = u_C - iR_1 = u_C R_f/(R_1 + \\ + R_f) + u_O R_1/(R_1+R_f). \tag{5.133}$$

Tensiunea de ieșire datorată semnalului de intrare de mod comun are expresia:

$$u_{OC} = a(u_I^+ - u_I^-) + a_{cc}(u_I^+ + u_I^-)/2 = a[u_C R_3/(R_2+R_3) - \\ - u_C R_f/(R_i+R_f) - u_{OC}R_1/(R_1+R_f)] + (a_{cc}/2)\,[u_C R_3/(R_2+R_3) + \\ + u_C R_f/(R_1+R_f) + u_{OC}R_1/(R_1+R_f)],$$

$$u_{OC} = \\ = \frac{au_C[R_3/(R_2+R_3) - R_f/(R_1+R_f)]+(a_{cc}/2)\,u_C[R_3/(R_2+R_3)+R_f/(R_1+R_f)]}{1+aR_1/(R_1+R_f)-a_{cc}R_1/2(R_1+R_f)}. \tag{5.134}$$

Uneori tensiunea de intrare de mod comun se consideră aproximativ [1] ca fiind

$$u_C = (u_1^+ + u_1^-)/2 \simeq u_1^+. \tag{5.135}$$

În această condiție se pot găsi expresii care corespund relațiilor (5.132) și (5.134). Aceste expresii sînt ceva mai simple.

Tensiunea totală de ieșire se obține din expresia

$$u_O = u_{OD} + u_{OC}.$$

Dacă amplificatorul operațional are $a_{cc} \neq 0$ și se admit toleranțe mici pentru rezistoare, relațiile (5.132) și (5.134) devin:

$$u_{OD} \simeq \frac{aR_f/(R_1 + R_f)}{1 + aR_1/(R_1 + R_f)}\, u_D \tag{5.136}$$

$$u_{OC} = \frac{a[(R_3R_1 - R_2R_f)/(R_2 + R_3)\,(R_1 + R_f)]}{1 + aR_1/(R_1 + R_f)}\, u_C. \tag{5.137}$$

Cu $a \to \infty$, ultimele două relații devin:

$$A_D = u_{OD}/u_D \simeq R_f/R_1 \quad \text{și} \quad A_C = u_{OC}/u_C \simeq \frac{R_3R_1 - R_2R_f}{R_1(R_2 + R_3)}. \tag{5.138}$$

Aceste relații pot fi stabilite și direct din figura 5.31, admițînd amplificatorul operațional ideal.

De observat că în relația (5.132), la toleranțe mici, se poate considera $R_3/(R_2 + R_3) \simeq R_f/(R_1 + R_f)$, ceea ce s-a admis la deducerea expresiei (5.136).

Acum se poate defini un *raport de rejecție de mod comun pentru circuitul de amplificare diferențial cu AO ideal.*

$$\mathrm{RMC}_D = A_D/A_C = \frac{R_f/R_1}{(R_3R_1 - R_2R_f)/R_1(R_2 + R_3)} =$$

$$= \left(\frac{R_2}{R_3} + 1\right)\frac{R_f}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 - \dfrac{R_2}{R_3}\,\dfrac{R_f}{R_1}\right)} \simeq \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \Big/ \left(1 - \frac{R_2}{R_3}\,\frac{R_f}{R_1}\right) \tag{5.139}$$

$$(\mathrm{RMC}_D)_{\mathrm{dB}} = 20 \lg \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \Big/ \left(1 - \frac{R_2}{R_3}\,\frac{R_f}{R_1}\right). \tag{5.140}$$

Dacă $R_2/R_3 = R_1/R_f$ și $a_{cc} \neq 0$, atunci din relațiile (5.132) și (5.134) rezultă:

$$\mathrm{RMC}_D = a/a_{cc} = \mathrm{RMC}. \tag{5.141}$$

Factorul de rejecție al amplificatorului diferențial este egal cu acela al amplificatorului operațional în bucla deschisă (RMC).

Dacă $a_{cc} \neq 0$, $R_2/R_3 \neq R_1/R_f$ și $(R_2/R_3 - R_1/R_f)(R_2/R_3 + R_1/R_f) \ll 1$, atunci pentru factorul de rejecție al amplificatorului operațional în cazul cel mai defavorabil se poate stabili expresia:

$$(\mathrm{RMC}_D)_{\mathrm{dB}} = -20 \lg \left[|a_{cc}/a| + \left| \left(1 - \frac{R_2}{R_3}\frac{R_f}{R_1}\right) \Big/ \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \right| \right] \quad (5.142)$$

De exemplu, pentru un amplificator diferențial cu $R_1 = R_2 = 1$ kΩ, $R_f = R_3 = 10$ kΩ, cu toleranțe de $\pm 0{,}1\%$ și RMC = 80 dB, rezultă:

$$(\mathrm{RMC}_D)_{\mathrm{dB}} = -20 \lg \left[10^{-4} + \left| 1 - \left(\frac{1001}{9990} \cdot \frac{10010}{999} \right) \Big/ \left(1 + \frac{10010}{999} \right) \right| \right] =$$

$$= -20 \lg (10^{-1} + 3{,}6 \cdot 10^{-4}) = 66{,}7 \text{ dB}.$$

Etajul diferențial poate fi analizat și cu introducerea în serie pe una dintre intrări a generatorului de eroare $u_{\mathrm{IO},C}$, reprezentat punctat în figura 5.31.

Influența tensiunilor de mod comun asupra ieșirii poate fi calculată și pentru schemele din figurile 5.7 și 5.10.

De exemplu, pentru conexiunea inversoare, dacă se substituie expresiile (5.51) și (5.52) în expresia:

$$U_{0i}(j\omega) = a(j\omega)[U_i^+(j\omega) - U_i^-(j\omega)] + a_{cc}(j\omega)[U_i^+(j\omega) + U_i^-(j\omega)]/2 \quad (5.143)$$

se obține:

$$U_{0i}(j\omega) =$$

$$= \frac{[-a(j\omega)\, Z_i(Z_f + Z_{0i}) + \frac{a_{cc}}{2}(Z_i + 2R_r)(Z_f + Z_{0i})]\, U_s(j\omega)}{(Z_f + Z_{0i})(Z_1 + Z_i + R_r) + Z_1(Z_i + R_r) + a(j\omega)\, Z_1 Z_i - a_{cc}(Z_i + 2R_r) Z_1}. \quad (5.144)$$

Din această ultimă relație rezultă că *efectul amplificării de mod comun crește odată cu valoarea rezistenței* R_r.

Mai menționăm aici că *influența variației surselor de alimentare asupra tensiunii de ieșire se caracterizează tot prin surse echivalente înseriate pe una din intrări*. Factorii de rejecție ale celor două surse de alimentare se notează cu RSA^+, RSA^-.

La intrarea circuitului inversor din figura 5.32 se consideră un generator de eroare $u_{\mathrm{IO,SA}}$ pentru caracterizarea influenței surselor de alimentare E_C^+, E_C^-, admițîndu-se că acestea sînt variate simetric (cresc sau scad simultan).

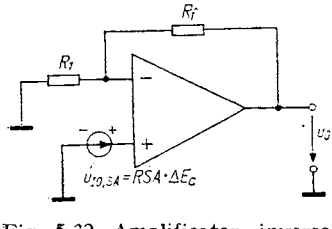


Fig. 5.32. Amplificator inversor. Rejecția surselor de alimentare.

Generatorul de eroare $u_{\mathrm{IO,SA}}$ dă la ieșire tensiunea

$$u_{0,\mathrm{SA}} = \frac{a_0}{1 + a_0 \dfrac{R_1}{R_1 + R_f}} u_{\mathrm{IO,SA}} = \frac{a_0}{1 + a_0 \dfrac{R_1}{R_1 + R_f}} \mathrm{RSA} \Delta E_C \quad (5.145)$$

La amplificatorul μA 741, valoarea tipică pentru RSA este de 30 μV/V, RSA = $= \frac{u_{IO.SA}}{\Delta E_C} = 30$ μV/V $= 30 \cdot 10^{-6}$. Dacă $A_0^+ = a_0/[1 + a_0 R_1/(R_1 + R_f)] = 100$, atunci valoarea numerică a tensiunii de ieșire pentru $\Delta E_C = 10$ mV este:

$$u_{O,SA} = 30 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10 \text{ mV} = 30 \text{ μV}.$$

5.6. ZGOMOTE GENERATE DE AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Practic toate elementele din schema unui amplificator operațional generează zgomote. În funcție de natura acestor elemente vor exista surse de zgomot termic, de zgomot de alice, de zgomot de licărire ($1/f$), de zgomot de explozie și de zgomot de avalanșă.

Generatoarele de zgomot echivalente au expresiile de mai jos [4], [10].

Zgomotul termic introdus de rezistoare se reprezintă prin generatoare de tensiune sau de curent echivalente cu valorile pătratice medii:

$$\overline{u_z^2} = U_z^2 = 4kTR\,\Delta f, \quad \overline{i_z^2} = I_z^2 = \frac{4kT}{R}\,\Delta f, \tag{5.146}$$

unde k este constanta Boltzmann, T este temperatura absolută și Δf este banda de frecvență în Hz în care se măsoară zgomotul.

Valoarea pătratică medie a generatorului de curent de **zgomot de alice** are expresia:

$$\overline{i_z^2} = 2eI\,\Delta f, \tag{5.147}$$

unde e este sarcina electronului, I este valoarea medie a curentului și Δf este banda de frecvență.

Generatorul de curent de **zgomot de licărire** are valoarea pătratică medie:

$$\overline{i_z^2} = k_1 \frac{I^a}{f^b}\,\Delta f, \tag{5.148}$$

unde I este valoarea medie a curentului, Δf este banda de frecvență centrată pe frecvența f și K_1 ,a, b sînt constante.

Zgomotul de explozie este caracterizat printr-un generator de curent cu valoarea pătratică medie:

$$\overline{i_z^2} = K_2 \frac{I^c}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}\,\Delta f, \tag{5.149}$$

unde: I este curentul mediu, K_2 și c sînt constante, Δf este banda de frecvență și f_c o valoare particulară a frecvenței dependentă de procesul considerat.

Zgomotul de avalanșă apare la străpungerea joncțiunilor pn prin efect Zener sau prin avalanșă. Acest tip de zgomot nu intervine în mod obișnuit în circuite integrate deoarece tensiunile inverse ale joncțiunilor se aleg de valori mai mici ca acelea de străpungere. *În circuitele cu zgomot mic trebuie să fie evitată utilizarea diodelor Zener.*

Densitățile spectrale de zgomot sînt valorile generatoarelor de zgomot pentru unitatea de bandă ($\Delta f = 1$ Hz):

$$S_u = \frac{\overline{u_z^2}}{\Delta f}, \quad S_i = \frac{\overline{i_z^2}}{\Delta f} \tag{5.150}$$

Un etaj diferențial cu tranzistoare bipolare [7] *poate fi caracterizat la intrare în privința zgomotelor cu un generator de tensiune și două generatoare de curent.*

Generatoarele de curent datorate curenților de bază au efecte practic neglijabile prin rezistențele de valori mici $r_x(r_{bb'})$. În circuitul emitoarelor, efectul generatoarelor datorate curenților de bază este tot neglijabil față de efectul curenților de colector. În consecință, generatoarele de zgomot datorate curenților de bază pot fi considerate conectate între bază și masă.

De asemenea, se justifică modul în care sursele de zgomot de la ieșirea etajului, inclusiv acelea datorate sarcinii utile, pot fi considerate la intrare cu generatoare echivalente.

Amplificatoarele operaționale cu etaj de intrare cu tranzistoare unipolare pot fi caracterizate în privința zgomotelor tot cu un generator de tensiune și două generatoare de curent.

În consecință, pentru un amplificator diferențial în privința zgomotelor este valabilă **schema echivalentă** din figura 5.33, *a*, unde rezistențele surselor

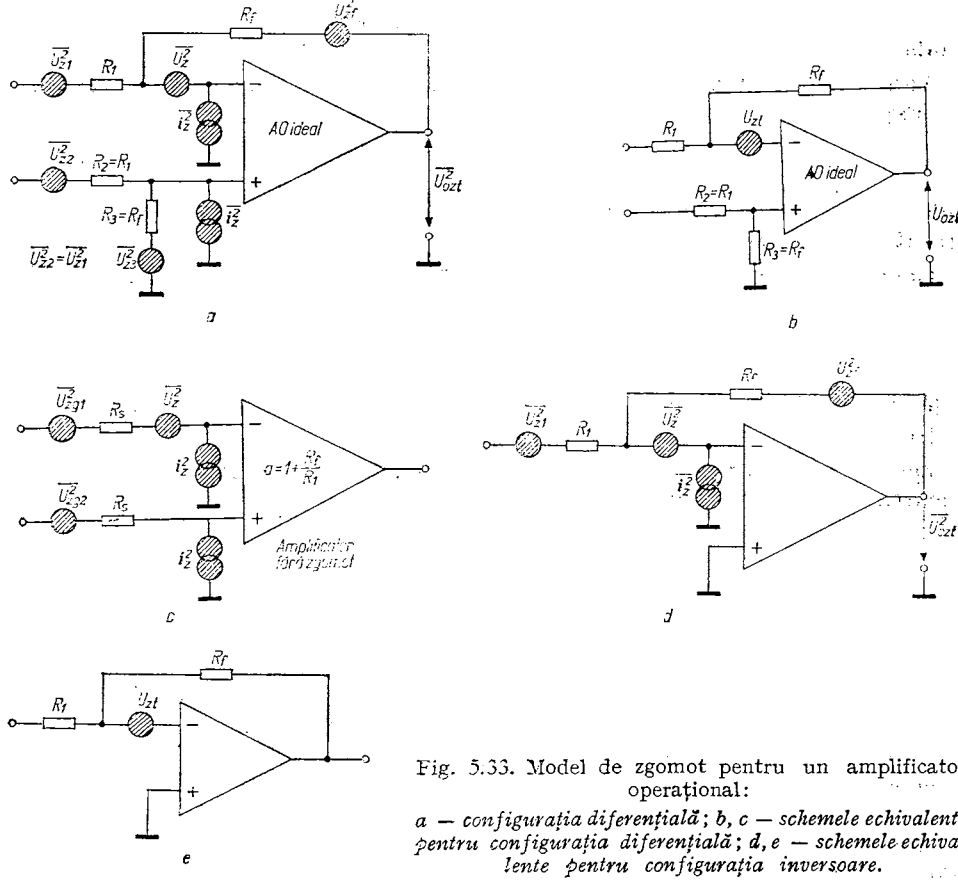


Fig. 5.33. Model de zgomot pentru un amplificator operațional:

a — configurația diferențială; b, c — schemele echivalente pentru configurația diferențială; d, e — schemele echivalente pentru configurația inversoare.

de semnal au fost considerate înglobate în rezistențele R_1 și R_2. Rezistențele văzute la cele două intrări sînt luate egale ($R_s = R_1 \parallel R_f$) din considerente justificate anterior.

Generatoarele $\overline{i_z^2}$, $\overline{u_z^2}$ sînt datorate zgomotelor introduse de amplificatorul operațional. Generatoarele echivalente datorate rezistoarelor din circuit sînt notate cu $\overline{u_{z1}^2}$, $\overline{u_{zf}^2}$, $\overline{u_{z2}^2}$, $\overline{u_{z3}^2}$.

Toate generatoarele de zgomot pot fi înlocuite cu generatoare sinusoidale cu valorile efective:

$$U_{z1} = \sqrt{\overline{u_{z1}^2}} = \sqrt{4kT\Delta f R_1}, \quad I_z = \sqrt{\overline{i_z^2}} \quad \text{etc.}$$

Același lucru este valabil și în cazul în care generatoarele de zgomot sînt date prin densitățile lor spectrale $\left(\text{de exemplu } S_u = 4kTR_1 \text{ și } S_i = \frac{\overline{i_z^2}}{\Delta f}\right)$.

Dacă se lucrează cu valorile efective ale semnalelor, se pot folosi regulile de calcul de la circuitele obișnuite, putîndu-se aplica și teorema suprapunerii. Valoarea efectivă totală a tensiunii de ieșire se obține cu formula:

$$U_{0zt} = \sqrt{A_1^2 U_{z1}^2 + A_2^2 U_{zf}^2 + A_3^2 I_z^2 + \ldots}, \tag{5.151}$$

unde $A_1 U_{z1}$, $A_2 U_{zf}$, $A_3 I_z$ ... sînt componentele tensiunii de ieșire în valori efective datorate generatoarelor U_{z1}, U_{zf}, I_z etc.

Valoarea pătratică medie a tensiunii de ieșire este

$$\overline{u_{0zt}^2} = A_1^2 U_{z1}^2 + A_2^2 U_{zf}^2 + A_3^2 I_{zi}^2 + \ldots = A_1^2 \overline{u_{z1}^2} + A_2^2 \overline{u_{zf}^2} + A_3^2 \overline{i_z^2} + \ldots \tag{5.152}$$

Aplicînd teorema suprapunerii în figura 5.33, *a* se obțin la ieșire componentele:

$$U_{0z1} = \frac{R_f}{R_1} U_{z1}, \quad U_{0zf} = U_{zf}, \quad U_{0z2} = \frac{R_f}{R_1} U_{z2},$$

$$U_{0z3} = U_{z3}, \quad U_{0iz} = R_f I_z, \quad U_{0iz} = \frac{R_f + R_1}{R_1} I_z R_1 \parallel R_3 =$$

$$= R_f I_z, \quad U_{0z} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} U_z = U_z / f_0.$$

Cu formula (5.146), valoarea efectivă totală a tensiunii de ieșire se poate scrie sub forma:

$$U_{0zt} = \sqrt{2 \cdot 4\, kT\Delta f R_f \left(\frac{R_f + R_1}{R_1}\right) + 2R_f^2 I_z^2 + \left(\frac{R_1 + R_f}{R_1}\right)^2 U_z^2}. \tag{5.153}$$

Acestei tensiuni de ieșire îi corespunde tensiunea echivalentă înseriată pe una din intrările amplificatorului

$$U_{zt} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_{0zt} = \sqrt{2 \cdot 4kT\Delta f R_s + 2R_s^2 I_z^2 + U_z^2}, \quad R_s = R_1 \parallel R_f \tag{5.154}$$

De mai sus rezultă că *pentru amplificatorul diferențial* este valabilă și schema echivalentă din figura 5.33, *b*, cu rezistoare ideale. Se poate verifica simplu că este valabilă și schema echivalentă din figura 5.55, *c* în care $R_s = R_1 \| R_f$ este fără zgomot și $u_{zg1}^2 = \overline{u_{zg2}^2} = u_{zg}^2 = 4kT\Delta f R_s$.

Pentru circuitul de amplificare inversor, în care sursa de zgomot $\overline{i_z^2}$ de la intrarea + este scurtcircuitată, sînt valabile schemele din figura 5.33, *d* și *e*. În figura 5.33, *e*, generatorul echivalent de zgomot are valoarea efectivă

$$U_{zt} = \sqrt{4kT\Delta f R_s + R_s^2 I_z^2 + U_z^2}, \quad R_s = R_1 \| R_f. \tag{5.155}$$

Din figura 5.33, *d* se poate calcula o *valoare optimă*, pentru rezistența $R_s = R_1 \| R_f$ pentru ca zgomotul la ieșire datorat generatoarelor $\overline{u_z^2}$ și $\overline{i_z^2}$ să fie minim.

Componentele tensiunii de ieșire datorate generatoarelor $\sqrt{\overline{u_z^2}} = U_z$ și $\sqrt{\overline{i_z^2}} = I_z$ au valorile efective:

$$U_{0z} = U_z \frac{R_f + R_1}{R_1}, \quad U_{0iz} = R_f I_z. \tag{5.156}$$

Valoarea efectivă a tensiunii de ieșire care corespunde acestor componente este:

$$U_{0zt}^* = \sqrt{U_{0z}^2 + U_{0iz}^2} = \sqrt{\left(\frac{R_1 + R_f}{R_1}\right)^2 U_z^2 + R_f^2 I_z^2}. \tag{5.157}$$

Valoarea efectivă a tensiunii de ieșire este minimă pentru $U_{0z}^2 = U_{0iz}^2$, $\frac{R_1 + R_f}{R_1} U_z = R_f I_z$ și deci valoarea optimă pentru R_s rezultă:

$$R_{s\,opt} = (R_1 \| R_f)_{opt} = \frac{U_z}{I_z} = \sqrt{\frac{\overline{u_z^2}}{\overline{i_z^2}}}. \tag{5.158}$$

Factorul de zgomot [4], definit ca *raportul dintre puterea de zgomot la ieșirea amplificatorului operațional cu zgomot* ($\overline{u_z^2} \neq 0$, $\overline{i_z^2} \neq 0$), P_{0z} *și puterea de zgomot la ieșire* P'_{0z} *cu* $\overline{u_z^2} = 0$, $\overline{i_z^2} = 0$, are pentru conexiunea inversoare expresia:

$$F_{dB} = 10 \lg [(4KTR_s + \overline{u_z^2}/\Delta f + \overline{i_z^2} R_s^2/\Delta f)/4kTR_s]. \tag{5.159}$$

În relația de mai sus s-au considerat densitățile spectrale pentru toate sursele de zgomot care au unitățile de măsură V/Hz și A/Hz. Practic, nu se pot măsura densitățile spectrale (banda $\Delta f = 1$ Hz), deoarece aparatele de măsurat nu pot să asigure această selectivitate în jurul frecvenței centrale care trebuie specificată. Densitățile spectrale, denumite și zgomot de bandă îngustă, pot fi puternic afectate de zgomotele $1/f$ și de explozie etc. În consecință, *măsurarea efectelor zgomotelor se face într-o bandă de selectivitate B mai largă în jurul frecvenței centrale.*

Puterea de zgomot la intrare datorată rezistențelor și amplificatorului operațional *pentru banda B* este:

$$P_B = S_{u_{zt}} B/R_s, \tag{5.160}$$

unde $S_{u_{zt}}$ este densitatea spectrală a tensiunii totale de zgomot $\overline{u_{zt}^2}$ (fig. 5.33). În cataloage sursele de zgomot $\overline{i_z^2}$ și $\overline{u_z^2}$ sînt date de obicei prin densitățile lor spectrale.

De exemplu, un amplificator operațional cu $a_0 = 10\,000$, $u_z = \sqrt{S_u} = 10$ nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ și $i_z = \sqrt{S_i} = 1$ pA/$\sqrt{\text{Hz}}$ la $f = 10$ kHz și de valori constante în banda de interes $B = 100$ Hz, dacă este folosit în conexiunea inversoare cu $R_1 = 1{,}01$ kΩ și $R_f = 100$ kΩ ($R_s = R_1 \parallel R_f = 1$ kΩ) are:

— *puterea de zgomot la intrare pe unitatea de bandă* datorată rezistorului și surselor $\overline{u_z^2}$ și $\overline{i_z^2}$:

$$S_{u_{zt}}/R_s = 4kT + S_u/R_s + R_s S_i = 1{,}6 \cdot 10^{-20}\ \text{VA/Hz} +$$

$$+ \frac{10^{-16}\ \text{V}^2/\text{Hz}}{1\,000} + 1\,000\ (\Omega) \cdot 10^{-24}\ \text{A}^2/\text{Hz} = 1{,}17 \cdot 10^{-9}\ \text{VA/Hz};$$

— *puterea de zgomot la intrare pentru întreagă* $B = 100$ Hz:

$$P_B = BS_{u_{zt}}/R_z = 100\ \text{Hz} \cdot 1{,}17 \cdot 10^{-19}\ \text{VA/Hz} = 1{,}17 \cdot 10^{-17}\ \text{VA};$$

— *valoarea efectivă a tensiunii de zgomot* echivalente la *intrare*:

$$U_{zt} = \sqrt{P_B R_s} = \sqrt{1{,}17 \cdot 10^{-17}\ \text{VA} \cdot 1000\ \Omega} = 108\ \text{nV};$$

— *valoarea efectivă a tensiunii de zgomot la ieșirea* amplificatorului:

$$U_{0zt} = U_{zt}\, a_0/[1 + a_0 R_1/(R_1 + R_f)] = U_{zt} \cdot 100 = 10{,}8\ \mu\text{V};$$

— *factorul de zgomot*, relația (1.159):

$$F_{\text{dB}} = 10 \lg [1 + (S_u/R_s + S_i R_s)\ 4kT] = 8{,}7\ \text{dB}.$$

Dacă se respectă condiția (5.158), relația (5.159) devine:

$$F_{\text{dB}} = 10 \lg (1 + S_u/R_{s\,opt}\, 2kT). \qquad (5.161)$$

Cu aceleași valori numerice pentru u_z și i_z, rezultă $R_{s\,opt} = 10$ kΩ și $F_{min} = 3{,}5$ dB.

Dacă intrarea neinversoare a amplificatorului operațional este conectată la masă printr-o rezistență $R_r = R_s = R_1 \parallel R_f$, atunci trebuie considerate și efectele acesteia în privința zgomotelor, tensiunea U_{zt} calculîndu-se cu relația (5.154).

Problema analizei performanțelor legate de zgomote se complică din cauză că sursele $\overline{u_z^2}$ și $\overline{i_z^2}$ sînt dependente de frecvență, la fel amplificarea în buclă închisă și zgomotul introdus de generatorul de semnal. În plus, intervine și insuficiența datelor de catalog.

Dacă sînt date diagrame $R_s = R_s(\omega/2\pi)$, parametru factorul de zgomot F, ca în figura 5.34, atunci pot fi calculate densitățile spectrale, S_u și S_i la diferite frecvențe.

De exemplu, din figura 5.34 rezultă la $f = 1$ kHz și $F = 1$ dB, $R_s = 18$ kΩ (punctul A) și la $f = 1$ kHz și $F = 5$ dB, $R_s = 1{,}3$ kΩ (punctul B). În punctele A și B, după relația (5.159), se pot scrie ecuațiile:

$$S_u + S_i\, 18\,000^2 = 4kT \cdot 18\,000 \left[\text{antilg}\ \frac{1\ \text{dB}}{10} - 1\right] \qquad (5.162)$$

$$S_u + S_i\, 1\,300^2 = 4\ kT \cdot 1\,300 \left[\text{antilg}\ \frac{5\ \text{dB}}{10} - 1\right] \qquad (5.163)$$

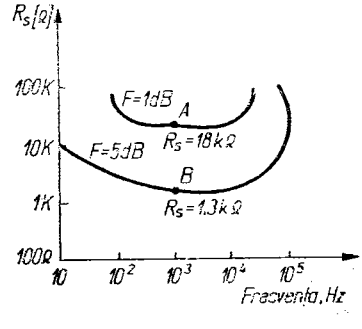


Fig. 5.34. Diagrama pentru factorul de zgomot pentru μA 725.

De mai sus, rezultă valorile numerice $\sqrt{S_i} = i_z = 0{,}307$ pA/$\sqrt{\text{Hz}}$ și $\sqrt{S_u} = u_z = 6{,}77$ nV/$\sqrt{\text{Hz}}$.

În legătură cu analiza circuitelor de amplificare în privința comportării la zgomote sînt încă o serie de probleme complicate dintre care se mai menționează cîteva. De regulă, *proiectarea cu un factor de zgomot minim nu asigură și un raport semnal/zgomot maxim.* Influența generatoarelor de zgomot de tensiune și curent este diferită în funcție de valoarea rezistențelor echivalente văzute la intrările amplificatorului; *la rezistențe mici, dominant este efectul generatorului de zgomot de tensiune,* în timp ce *la valori mari ale rezistoarelor văzute la intrare devine dominant efectul surselor de curent.* În consecință, creșterea valorii rezistențelor de intrare poate fi justificată uneori numai în legătură cu creșterea semnalului util, adică la atacul cu o sursă de curent.

În domeniul frecvențelor înalte se ia în considerație și dependența amplificării cu reacție de frecvență, pe lîngă aceea a surselor de zgomote. Generatorul de zgomot echivalent de la intrare are valoarea pătratică medie :

$$\overline{u_{zt}^2} = \int_0^\infty S_{u_{zt}} A_n(j\omega)\, d\omega, \tag{5.164}$$

unde $A_n(j\omega)$ este amplificarea cu reacție normată (relativă), $A_n(j\omega) = A(j\omega)/A_0$. Integrarea ecuației (5.164) se face mai ușor dacă caracteristicile de frecvență pentru $S_{u_{zt}}$ și $A_n(j\omega)$ se liniarizează pe porțiuni. De asemenea, rețelele de compensare pot să determine creșterea nivelului de zgomot la ieșire.

În legătură cu aceste probleme pot fi consultate cu folos lucrările [5], [7], [9].

5.7. STABILITATEA AMPLIFICATOARELOR CU REACȚIE

Din formula generală a amplificării cu reacție negativă

$$A(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{a(s)}{1 + f(s)\, a(s)} = \frac{a(s)}{1 + T(s)}, \quad T(s) = |T(s)|\, \underline{|\varphi_T}, \tag{5.165}$$

unde $y(s)$ este mărimea de ieșire și $x(s)$ este mărimea de intrare, rezultă că, pentru $T(s) = 1\underline{|180°} = -1$, reacția devine pozitivă și determină $A(s) \to \infty$, ceea ce în amplificatoare reale înseamnă trecerea în *regim autooscilant* în care există semnal la ieșire cînd $x(s) = 0$. Se reamintește aici că atunci cînd amplificarea cu reacție este scrisă sub forma (5.165), transmisia pe bucla în bandă $T_0 = f_0 a_0$ este pozitivă [4]. Reacția negativă din bandă în cazul amplificatoarelor cu cuplaje în c.a. sau reacția negativă (în c.c.) în cazul amplificatoarelor de c.c. poate deveni pozitivă, în domeniul frecvențelor joase și înalte, din cauza defazajelor introduse de amplificator și circuitul de reacție.

Amplificatorul **este stabil** *dacă numitorul din relația* (5.165) *nu are rădăcini în dreapta axei imaginare, sau la limită pe această axă.* Altfel, la trecerea în domeniul timp, s-ar găsi pentru $y(s)$ componente oscilante cu amplitudine crescătoare în timp sau componente aperiodice crescătoare, care duc amplificatorul într-o stare limită de echilibru ce nu mai corespunde funcției de amplificare normală.

Același lucru rezultă și dacă se aplică **criteriul de stabilitate Nyquist** care se poate enunța sub forma: *dacă în relația* (5.165) *$a(s)$ este stabil, amplifica-*

torul cu reacție este stabil dacă și numai dacă hodograful transmisiei pe buclă, $T(s)$ (diagrama Nyquist), *pentru* $-\infty \leqslant f \leqslant +\infty$, *nu înconjoară punctul critic* $-1 + j \cdot 0$. Același lucru este valabil și pentru hodograful vectorului $1 + T(s)$, numai că în acest caz punctul critic este zero.

Criteriile de stabilitate, inclusiv criteriul Nyquist, sînt tratate în multe lucrări; aspecte legate de acestea se găsesc în referințele bibliografice [1]], [3], [6], [7], [9], [10]. Aici se dau *diagramele Nyquist* din figura 5.35 numai cu scopul de a exemplifica amplificatoare stabile, unul instabil, unul cu stabilitate condiționată și pentru a defini rezervele de fază și de amplitudine.

În figurile 5.35, *a* și *b*, se dau diagramele Nyquist pentru amplificatoare cu reacție cu transmisiile pe buclă cu un pol și doi poli care sînt totdeauna stabile, indiferent de mărimea T_0 din bandă, $T_0 < \infty$. La un singur pol defazajul poate fi de cel mult 90°, iar în cazul cu doi poli, defazajul $\varphi_T \to 180°$, pentru $\omega \to \infty$, în timp ce $|T(s)| = 1$ pentru frecvențe finite, T_0 fiind finită.

În figura 5.35, *c* se dă diagrama Nyquist pentru un amplificator cu reacție stabil, la care transmisia pe buclă are trei poli. Se observă că atunci cînd $|T(s)| = 1$, defazajul φ_T nu a atins valoarea critică de 180°. Diferența R_φ pînă la 180° este rezervă de fază. Cînd defazajul a atins valoarea critică de 180°, $|T(s)| < |-1|$, diferența pînă la $|-1|$, R_a, este rezerva de amplitudine. Dacă transmisia pe buclă în bandă crește peste o anumită limită, amplificatorul devine instabil.

În figura 5.35, *d* se dă diagrama Nyquist pentru un amplificator instabil la care T are patru poli. Amplificatorul poate fi făcut stabil dacă se micșorează T_0 în bandă.

Noțiunea de **stabilitate condiționată** este precizată în legătură cu figura 5.35, *e*. *Conturul Nyquist nu înconjoară punctul critic* și în consecință *amplificatorul este stabil*. În tranzițiile care apar la punerea sub tensiune sau la excitații puternice punctele de funcționare ale tranzistoarelor se modifică față de situația normală și în consecință se schimbă amplificarea în buclă deschisă și transmisia pe buclă. Diagrama Nyquist se modifică, putînd să înconjoare punctul critic. În amplificatorul cu reacție se amorsează oscilații datorită

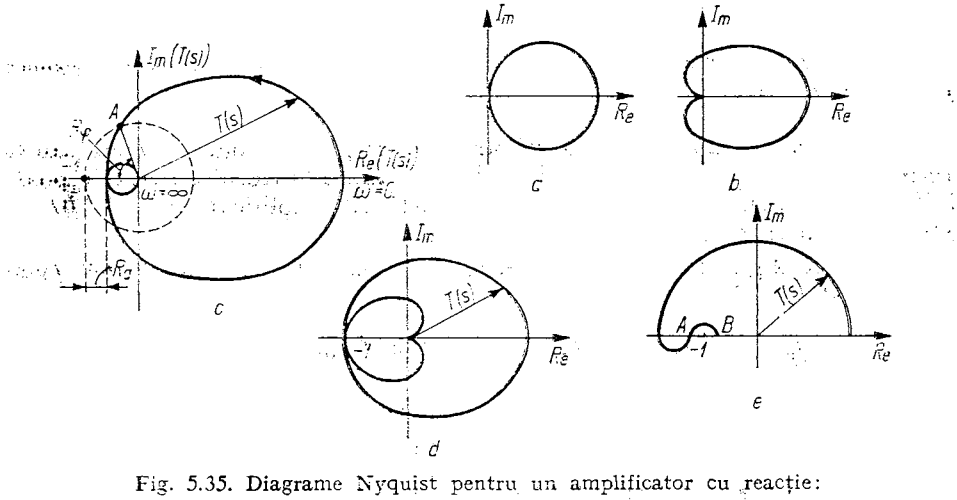


Fig. 5.35. Diagrame Nyquist pentru un amplificator cu reacție:
a — amplificator stabil, $T(s)$ cu un pol, $T_0 < \infty$; b — amplificator stabil, $T(s)$ cu doi poli, $T_0 < \infty$; c — amplificator stabil, $T(s)$ cu trei poli; d — amplificator instabil $T(s)$ cu patru poli; e — amplificator cu stabilitate condiționată.

cărora se pot distruge elemente din schema amplificatorului prin depășirea unor valori maxime, sau se poate ajunge la un regim permanent de oscilator în care componentele medii ale mărimilor de terminal ale tranzistoarelor au alte valori decît cele normale. Desigur, pot fi și cazuri cînd oscilațiile se dezamorsează la dispariția excitației perturbatoare etc. *Amplificatoarele* **nu se proiectează** *cu stabilitate condiționată.*

Dacă se cunosc polii transmisiei pe buclă, valoarea maximă admisă pentru aceasta în bandă se poate determina analitic. Se consideră cazul cu trei poli:

$$T(j\omega) = f_0 a_0/(1 + j\omega/\omega_1)\,(1 + j\omega/\omega_2)\,(1 + j\omega/\omega_3) =$$
$$= f_0 a_0/[(1 - \omega^2/\omega_1\omega_2 - \omega^2/\omega_1\omega_3 - \omega^2/\omega_2\omega_3) + j(\omega/\omega_1 + \omega/\omega_2 +$$
$$+ \omega/\omega_3 - \omega^3/\omega_1\omega_2\omega_3)]. \qquad (5.166)$$

La defazajul critic de 180°, $T(j\omega)$ este real, și deci:

$$\omega/\omega_1 + \omega/\omega_2 + \omega/\omega_3 - \omega^3/\omega_1\omega_2\omega_3 = 0;$$

de unde

$$\omega_{cr} = \pm\sqrt{\omega_1\omega_2 + \omega_1\omega_3 + \omega_2\omega_3}. \qquad (5.167)$$

La aceste două frecvențe diagrama Nyquist intersectează axa reală negativă

$$T(\omega_{cr}) = -f_0 a_0/[2 + (\omega_2 + \omega_3)/\omega_1 + (\omega_1 + \omega_3)/\omega_2 +$$
$$+ (\omega_1 + \omega_2)/\omega_3]. \qquad (5.168)$$

Pentru ca amplificatorul să fie stabil este necesar ca $|T(\omega_{cr})| < 1$, de unde rezultă:

$$T_0 = f_0 a_0 < 2 + (\omega_2 + \omega_3)/\omega_1 + (\omega_1 + \omega_3)/\omega_2 + (\omega_1 + \omega_2)/\omega_3 \qquad (5.169)$$

Pentru amplificatorul μA 702 cu $a_0 = 3\,600$, $f_1 = 1$ Hz, $f_2 = 4$ MHz, și $f_3 = 40$ MHz rezultă:

$f_0 a_0 < 56{,}4$; $f_0 < 56{,}4/3\,600 = 0{,}0156$ și amplificarea cu reacție în bandă în conexiunea neinversoare $A_0 > 62{,}7$.

De observat de mai sus că la micșorarea cîștigului în buclă închisă sau la creșterea lui f_0 (deci și a cîștigului buclei T_0), amplificatorul cu reacție poate să devină instabil. De asemenea, se constată că amplificatorul μA 702 nu este stabil ca repetor.

Pentru configurația inversoare este valabilă tot condiția (5.169) (vezi relația (5.9)). Dacă se lucrează cu

$$f_0^- = R_1/R_f \quad \text{și} \quad A_0^- = -a_0/[1 + f_0^-(a_0 + 1)] =$$
$$= -\frac{1}{f_0^- + 1}\,\frac{a_0}{1 + af_0^-/(1 + f_0^-)},$$

relațiile (5.7), (5.8), condiția (5.169) devine:

$$a_0 f_0^-/(1 + f_0^-) < 2 + (\omega_2 + \omega_3)/\omega_1 + (\omega_1 + \omega_3)/\omega_2 + (\omega_1 + \omega_2)/\omega_3 \qquad (5.170)$$

Stabilitatea unui amplificator operațional poate fi studiată și cu ajutorul caracteristicilor Bode, în sensul că rezervele de fază și de amplitudine definite în figura 5.35, *c* pot să fie identificate pe aceste caracteristici. Altfel spus, criteriul Nyquist poate să fie interpretat folosind caracteristicile Bode.

Identificarea rezervelor de fază și de amplitudine folosind caracteristicile Bode se explică în figura 5.36, unde s-a admis factorul de reacție real, $f(j\omega) = f_0$ și ca urmare polii transmisiei pe buclă coincid cu aceia ai amplificării în buclă deschisă *a*, reprezentată prin caracteristica liniarizată *1*. În condițiile de mai sus polii transmisiei pe buclă nu depind de valorile acesteia în bandă, condiție care de regulă nu se respectă dacă *f* este o mărime complexă. Polii sînt la frecvențele 10 kHz, 100 kHz și 1,25 MHz și au caracteristicile de fază liniarizate *2, 3, 4*, iar *5* este caracteristica globală liniarizată.

Aspectul principal care trebuie observat este faptul că în raport cu axa $x_1(6)$, dusă cu $|f_0 a_0|$ dB mai jos față de a_0, caracteristica *1* reprezintă chiar $|T(j\omega)|$ în funcție de frecvență. Punctul *C* în sistemul de coordonate cu axa x_1 este *punctul critic* în care $|T(j\omega)| = 1$ (0 dB). Față de abscisa acestui punct se determină defazajul φ_T, punctul *E*, care se compară cu defazajul

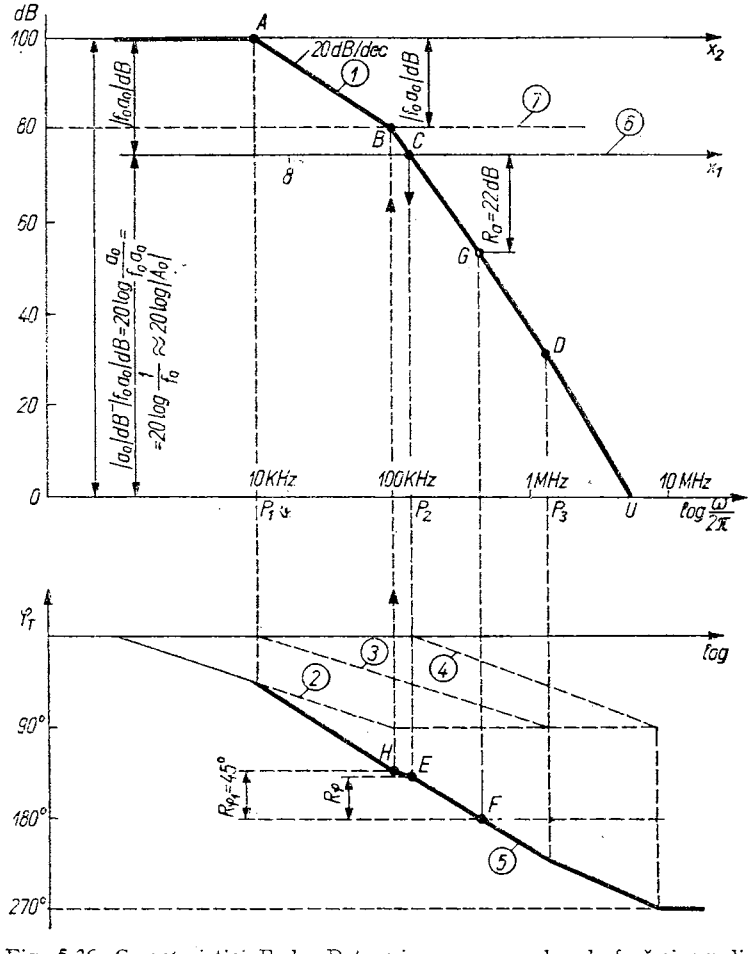


Fig. 5.36. Caracteristici Bode. Determinarea rezervelor de fază și amplitudine.

critic de 180°. Rezerva de fază este $R_\varphi = 35°$. Pornind de la punctul F, unde prima dată faza devine critică (180°), se găsește punctul G pe caracteristica 1, care dă $|T(j\omega)|$ pentru defazajul critic. Rezerva de amplitudine este $R_a =$ $= 22$ dB. Se recomandă, [7], [9], ca rezervă de fază suficientă 45°, punctul H care are abscisa celui de-al doilea pol p_2. În această situație valoarea maximă permisă pentru transmisia pe bucla în bandă este $|f_0 a_0|$ dB $= 20$ dB. Pentru rezerva de amplitudine se recomandă valoarea minimă de 10 dB [9].
Este indicat să se determine întîi rezerva de fază deoarece în cataloage nu sînt date caracteristicile de fază pînă la defazajul critic de 180°.

Un alt aspect important este faptul că segmentul 8 reprezintă față de axa absciselor ($\lg \omega/2\pi$), $\left(\frac{1}{f_0}\right)$ dB. Dacă $f_0 a_0 \gg 1$ și a_0 este suficient de mare, același segment reprezintă și modulul amplificării cu reacție, $|A_0|$. Din această cauză unii autori identifică punctul de modul critic după orizontala dusă la $|A_0|$ dB față de axa $\lg \omega/2\pi$. Precis, această orizontală trebuie dusă la $\left(\frac{1}{f_0}\right)$ dB. Segmentul 8, și apoi în continuare CD, DU ale caracteristicii 1, reprezintă răspunsul în frecvență pentru amplificarea cu reacție.

Discuția de mai sus rămîne valabilă și pentru domeniul frecvențelor joase în cazul amplificatoarelor de c.a., cu condiția ca acestea să aibă un domeniu bine definit al frecvențelor medii, $f_s \gg f_j$. Schema echivalentă a amplificatorului la frecvențe joase este diferită față de acelea din bandă și din domeniul frecvențelor înalte.

Stabilitatea se poate aprecia și după panta caracteristicii Bode amplitudine-frecvență, la intersecția ei cu orizontala de $(1/f_0)$dB. *Dacă această pantă este de* -20 dB/dec, *amplificatorul este absolut stabil. Dacă punctele de intersecție sînt după cel de-al doilea pol,* unde panta devine -40 dB/dec, *amplificatorul devine instabil.*

Se menționează, că rezervele de fază și amplitudine se determină la fel cînd se dispune de caracteristicile amplificării în buclă deschisă normate (relative). Față de axa x_2, considerată ca fiind dusă la 0 dB, caracteristica 1 reprezintă amplificarea normată, iar față de orizontala dusă la $-|f_0 a_0|$ dB, luată ca axă a absciselor, reprezintă $|T(j\omega)|$. Amplificatorul în buclă deschisă fiind neinversor, $\varphi_T = \varphi_T(\log f)$ reprezintă și caracteristica de fază a amplificării în buclă deschisă sau ale acestei amplificări normate. În cazul amplificatoarelor inversoare cu o singură intrare lucrurile stau la fel, deoarece φ_T ar reprezenta defazajul suplimentar față de cel din bandă de 180°, adică unghiul de fază al amplificării normate.

Dacă factorul de reacție este o mărime complexă, atunci condiția critică $T(j\omega) = f(j\omega)a(j\omega) = -1$ se scrie sub forma:

$$a(j\omega) = \frac{1}{f(j\omega)} \underline{|180°}; \quad a(j\omega) = |a(j\omega)| \underline{|\varphi_a}, \quad \frac{1}{f(j\omega)} = \left|\frac{1}{f(j\omega)}\right| \underline{|\varphi_b} \tag{5.171}$$

sau încă:

$$|a(j\omega)| = \left|\frac{1}{f(j\omega)}\right| \quad \text{și} \quad \varphi_a - \varphi_b = 180° = \varphi_T. \tag{5.172}$$

În acest caz, determinarea rezervelor de fază și de amplitudine se face ca în figura 5.37, în care s-a presupus că $\frac{1}{f(j\omega)}$ are un zerou și un pol (z_f, p_f) și $a(j\omega)$ are doi poli (p_1, p_2). Punctul critic este A, unde $|a(j\omega)|\ \text{dB} = \left|\frac{1}{f(j\omega)}\right|\ \text{dB}$ și deci $|T(j\omega)| = 1$. Acestuia îi corespunde în caracteristica globală fază-frecvență defazajul $\varphi_a - \varphi_b$, punctul B, rezerva de fază fiind $R\varphi$. Defazajul devine critic prima dată în C, căruia îi corespunde pe caracteristica $|a(j\omega)|$dB punctul D. Rezerva de amplitudine este R_a. Se observă că determinarea rezervelor de fază și de amplitudine ca în figura 5.36 este un caz particular față de cel dat în figura 7.37.

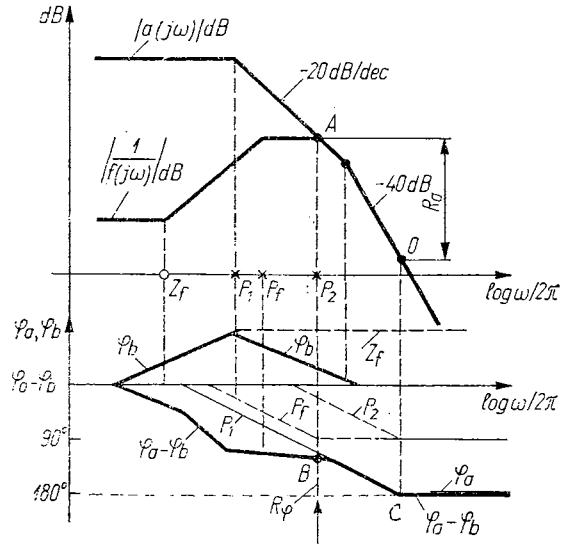


Fig. 5.37. Caracteristici Bode. Determinarea rezervelor de fază și amplitudine cu factor de reacție complex.

Amplificatoarele operaționale în circuite cu reacție pot să intre în oscilație dacă mărimea transmisiei pe buclă depășește o anumită limită, situația cea mai grea fiind pentru $f_0 = 1$. Aceasta s-a arătat de exemplu în legătură cu amplificatorul operațional μA 702. Majoritatea amplificatoarelor operaționale sînt prevăzute cu terminale pentru conectarea unor rețele exterioare care modifică răspunsul amplificatoarelor, în bucla deschisă, introducînd poli și zerouri suplimentare, pentru a asigura funcționarea stabilă în diferite circuite cu reacție.

Datorită acestor rețele exterioare se modifică diagrama Nyquist astfel încît $|T(j\omega)| < 1$, cînd defazajul φ_T devine critic (180°). Aceste rețele se numesc **rețele de compensare a fazei.** Unele amplificatoare operaționale sînt *compensate intern*, de exemplu, μA 741.

Sînt mai multe metode de compensare a răspunsului în frecvență al amplificatoarelor operaționale în vederea asigurării stabilității. Acestea se clasifică după natura rețelelor utilizate pentru compensarea fazei și după modul de modificare a benzii amplificatorului compensat.

Rețelele și metodele de compensare a fazei se discută în anexa D.

Bibliografie

1. A., Barna, *Amplificatoare operaționale*, Ed. Tehnică, București, 1974.
2. C. Bulucea, ș.a. *Circuite integrate liniare*, Ed. Tehnică, București, 1975.
3. Gh. Cartianu, ș.a., *Semnale, circuite și sisteme*, E.D.P, 1980.

4. D. Dascălu, ș.a., *Circuite electronice*, E.D.P, 1981.
5. J. Eimbinder. *Application considerations for linear integrated circuits*, Wiley—Interscience, 1970.
6. L. J. Giacoletto, ș.a. *Electronics designers handbook*, McGraw-Hill, 1977.
7. J. G. Graeme, ș.a. *Operational amplifiers, Design and applications*. McGraw-Hill, 1971.
8. A. Manolescu, ș.a. *Circuite integrate liniare*. Tipar Rotaprint, Institutul Politehnic București, 1982.
9. D. F. Stout, ș.a., *Operational amplifier. Circuit design*, McGraw—Hill, 1976.
10. A. Vătășescu, ș.a., *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare*. Ed. Tehnică, București, 1971.

Capitolul 6

ALTE CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

Amplificatorul operațional este, fără îndoială, reprezentantul dominant în clasa circuitelor integrate liniare, și în sens mai larg, analogice atît prin aplicațiile sale, cît și prin volumul producției. Deși aproape orice aplicație se poate rezolva cu ajutorul AO, există aplicații specifice și funcțiuni pe care circuite specializate le pot soluționa mai ieftin, mai comod și mai bine.

În clasa circuitelor analogice există astăzi o gamă largă de circuite integrate: *preamplificatoare si amplificatoare audio, circuite pentru radiocomunicații și TV, temporizatoare, bucle PLL, surse stabilizate, traductoare integrate pentru presiune și temperatură, circuite pentru comanda tiristoarelor și triacurilor, regulatoare de viteză pentru micromotoare* și multe altele.

Alegerea, destul de dificilă în aceste condiții, a eliminat circuitele audio, radio, TV ca și bucla PLL care sînt foarte bine tratate în lucrări apărute în limba română [1], [2], [3], și celelalte circuite menționate datorită aplicațiilor lor mai mult în electronica industrială și s-a fixat asupra următoarelor circuite mai puțin tratate în literatura tehnică de la noi:

— *amplificatorul Norton,* care este un circuit integrat liniar, de fapt un amplificator operațional mai deosebit, produs în țară și cu o gamă largă de aplicații;

— *comparatoarele integrate,* înrudite foarte aproape cu amplificatoarele operaționale;

— *multiplicatoarele analogice cu divizare controlată a curentului* care, atît prin teoria funcționării lor, prin tehnica realizării, cît și prin particularitățile de utilizare în aplicații liniare se încadrează în profilul cursului.

6.1. AMPLIFICATORUL DE DIFERENȚĂ DE CURENȚI (NORTON)

Amplificatorul Norton se îndepărtează substanțial de concepția amplificatoarelor operaționale obișnuite prin aceea că *intrările* amplificatorului *sînt comandate în curent și nu în tensiune.* Etajul diferențial de intrare obișnuit la amplificatoarele operaționale oferă pe cele două intrări simetrice *amplificare în fază* (intrarea neinversoare) *respectiv în antifază* (intrarea inversoare), pentru o excitație în tensiune, permițînd realizarea a numeroase scheme cu amplificare în fază sau în antifază cu reacție în tensiune; la aceste amplificatoare *impedanța de intrare este din principiu mare pe ambele intrări.*

Amplificatorul Norton s-a născut din ideea obținerii unor scheme amplificatoare, cu sau fără inversare de fază, de curent. Aceasta presupune o *impedanță de intrare în amplificator relativ mică și realizarea unei inversări în*

curent la intrare, cunoscut fiind că la amplificatoarele comandate în tensiune reacția de curent se poate aplica doar schemelor cu ieșire evoluînd în antifază cu intrarea.

Cele două cerințe sînt îndeplinite simultan de o *„oglindă de curent"* care asigură scăderea curenților proveniți din cele două intrări, deci este mai potrivită reprezentarea circuitelor de intrare sub forma unor circuite echivalente Norton și de aici denumirea amplificatorului, Norton, sau **amplificator de diferență de curenți** (ADC), [4].

ADC lansat de „Național Semiconductor" cu indicativele LM 2900, LM 3900, LM 3301, LM 3401 se fabrică astăzi la IPRS—Băneasa în varianta βA 3900 și constituie un circuit integrat promițător datorită particularităților sale:

— alimentarea este de la o singură sursă de tensiune +4 V la 36 V;

— o bună utilizare a sursei de alimentare; tensiunea la ieșire poate varia de la $u_{o\,min} \simeq 100$ mV pînă la foarte aproape de tensiunea de alimentare $u_{o\,max} \simeq E^+ - 1$ V;

— existența unui transfer de curent între cele două intrări care permite aplicații ce nu sînt realizabile cu amplificatoare operaționale obișnuite;

— preț redus datorat încapsulării a patru ADC într-o capsulă DIL cu 14 terminale;

— o bună urmărire a caracteristicilor între cele patru amplificatoare din capsulă datorită cuplajului termic strîns;

— compensare internă a caracteristicii de frecvență;

— compatibilitate cu scheme cu AO obișnuite alimentate cu două surse (uzual ±15 V);

— compatibilitate cu scheme logice TTL pentru alimentare $E^+ = 5$ V;

— versatilitate neobișnuită, permițînd realizarea unor scheme logice la tensiuni mari, condiționarea și prelucrarea semnalelor analogice, generarea de semnale etc. în aplicații în care frecvența nu este critică, așa cum e cazul celor mai multe aplicații industriale.

6.1.1. DESCRIEREA CIRCUITULUI AMPLIFICATORULUI NORTON

● **Etajul amplificator de bază al ADC.** Amplificatorul este realizat după formula *„tot cîștigul pe un etaj"*, în principiu un etaj cu emitorul comun (T_2) cu sarcină activă (I_1), urmat de un repetor pe emitor (T_1) cu sarcină activă (I_2) care îi asigură în funcționarea normală polarizarea în clasa A. Toată amplificarea în tensiune este asigurată de tranzistorul T_2, tranzistorul T_1 servind la izolarea sarcinii față de colectorul tranzistorului amplificator în tensiune, prin amplificarea sa de curent (fig. 6.1).

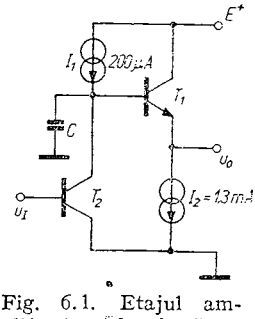


Fig. 6.1. Etajul amplificator de bază al ADC.

Astfel se poate obține pe acest etaj o amplificare de tensiune de cca. 70 dB, pentru o sarcină relativ mare în emitorul lui T_1.

Excursia spre tensiunea maximă este limitată de intrarea în saturație a sursei de curent I_1 și de tensiunea u_{BE1}, de polarizare a intrării tranzistorului T_1 la aproximativ $E^+ - 1$ V. Tensiunea minimă de ieșire este determinată de intrarea în saturație a sursei de curent I_2 și este cca. 0,1 V. Observînd valorile curenților

celor două generatoare de curent $I_1 = 200$ μA, $I_2 = 1{,}3$ mA se constată o diferență apreciabilă între curentul de ieșire debitat de etajul repetor βI_1 și curentul absorbit I_2.

Această nesimetrie în alternanțele curentului de ieșire determină o limitare a alternanței negative a tensiunii de ieșire, pentru valori relativ mari ale rezistenței de sarcină $\frac{E^+}{2I_2}$, ceea ce ar corespunde la cca. 5,7 kΩ pentru un amplificator alimentat la +15 V. Pe de altă parte, amplificarea totală de curent este relativ modestă, anume $\beta_1\beta_2$, pentru un amplificator de curent. Compensarea caracteristicii de frecvență se face cu un singur condensator conectat între masă și colectorul tranzistorului T_2. Rezistența dinamică văzută în acest punct, împreună cu capacitatea totală determină un pol dominant la frecvențe înalte. În capacitatea totală intervin capacitățile văzute spre colectorul lui T_2, în baza lui T_1, spre sursa de curent I_1 și de capacitatea de compensare C.

● **Etajul amplificator modificat al ADC.** În vederea îmbunătățirii performanțelor, etajul de bază reprezentat în figura 6.1 a fost modificat ca în figura 6.2. Între tranzistoarele T_1, T_2 s-a intercalat un tranzistor suplimentar T_3, tranzistor *pnp* lateral, care oferă o creștere a amplificării totale de curent pînă la cca. 10^6. Prin această modificare, nu se schimbă excursia de tensiune disponibilă la ieșire, nici tensiunea de polarizare la intrare. Datorită amplificării de curent a lui T_3, rezistența de sarcină se reflectă în colectorul tranzistorului T_2, multiplicată cu aproximativ $\beta_1\beta_3$, deoarece sursa comandată de curent a tranzistorului T_3 debitează întreg curentul său spre baza lui T_1. Prin conexiunea „bootstrap" dintre colectorul lui T_3 și baza lui T_1, tranzistorul *pnp* funcționează la o tensiune $u_{CE3} = u_{BE1}$, practic constantă și prin urmare, prin r_{o3} trece un curent neglijabil. Creșterea rezistenței dinamice în colectorul T_2 permite atingerea unei amplificări mari de tensiune pe acesta, iar pe de altă parte cere o capacitate totală în colectorul T_2 micșorată pentru aceeași frecvență a polului dominant la frecvențe înalte. Compensarea se face cu un condensator $C = 3$ pF, care ocupă o suprafață mică pe pastila de siliciu.

Odată cu introducerea tranzistorului T_3 se formează pe pastila de siliciu un *tranzistor „parazit"* cu substratul, așa cum se poate observa în figura 6.3. Tranzistorul lateral T_3 are emitorul și colectorul realizați prin difuzia „de bază" pentru tranzistoare *npn*, colectorul C_3 înconjurînd emitorul R_3. Pe de altă parte colectorul $C_3(p)$, zona epitaxială (n) și substratul (p) formează o structură de tranzistor vertical cu substratul, T_4, care poate fi polarizat direct atunci cînd $u_{EB4} = u_{CB3}$ devine aproximativ $+0{,}5 \div 0{,}6$ V, ceea ce se întîmplă în cazul saturării tranzistorului T_3. Saturarea lui T_3 intervine natural atunci cînd T_2 este comandat cu un curent de bază $i_{B2} \geq \frac{0{,}2\,\text{mA}}{\beta_{F2}\,\beta_{F3}}$; T_3 preia tot curentul disponibil la sursa de curent I_1, se produce blocarea lui T_1 și u_o coboară spre tensiunea $u_{o\,min}$ determinată de saturarea sursei de curent I_2 la cca. 0,1 V. O creștere a curentului prin T_3 față de valoarea de

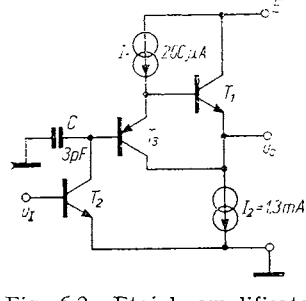


Fig. 6.2. Etajul amplificator modificat al ADC.

saturație menționată, intervenită la tensiuni u_o de ordinul volților, va duce la deschiderea lui T_4, care va absorbi din borna de ieșire a amplificatorului un curent suplimentar față de curentul generatorului I_2, curent care continuă să circule atîta vreme cît $u_o > u_{CE\,sat2} + u_{EB4}$, deci pînă la o tensiune maximă de ieșire de ordinul 0,8 V. Această disponibilitate crescută în curentul absorbit din borna de ieșire are un efect favorabil prin simetrizarea curentului absorbit față de curentul debitat, ceea ce permite explorarea simetrică a excursiei în tensiune disponibilă la ieșire în cazul amplificatoarelor de c.a. și un timp de cădere mai redus pentru sarcini cu caracter capacitiv. Prin urmare, *tranzistorul „parazit" are un efect favorabil în funcționarea amplificatorului*, iar prin măsuri tehnologice s-a urmărit creșterea amplificării sale în curent și reducerea tensiunii sale de saturație. Acest tranzistor, constructiv identic cu T_3, este figurat distinct în schemele care urmează. Etajul amplificator descris, cu amplificarea de tensiune cu schimbare de fază, permite realizarea unor scheme cu reacție negativă în curent la intrare, dar nu dispune decît de o intrare inversoare în tensiune, iar curentul de comandă ar trebui să iasă din borna de intrare, ceea ce implică fie atacul de la tensiuni de intrare negative — în care caz dispar avantajele funcționării cu o singură sursă de alimentare — fie utilizarea obligatorie a unor rezistențe relativ mici spre sursa de semnal.

● **Amplificatorul cu reacție în curent.** Într-adevăr, observînd în figura 6.4, domeniul de variație a tensiunii de ieșire u_o este cuprins între $+0{,}1\ V$ și $+(E^+ - 1\,V)$, iar curentul de reacție i_F este pozitiv practic în tot domeniul, exceptînd tensiunile de ieșire foarte mici, +0,1 V la +0,5 V. Într-o schemă cu reacție negativă puternică $i_I \ll i_F$, deci curenții $i_S \simeq i_F$ trebuie să se închidă spre surse de tensiune mai negative decît intrarea în amplificator. În cazul amplificatorului unipolar comandat în c.c. curentul maxim al sursei de semnal este, pentru $u_S = 0$, $i_S = \dfrac{u_{BE2}}{R_I}$.

Dacă $i_I = 5 \cdot 10^{-8}$ A, $i_S = 5 \cdot 10^{-6}$ A rezultă $R_I = \dfrac{0{,}5\ \text{V}}{5 \cdot 10^{-6}\,\text{A}} = 100$ kΩ și această rezistență constituie sarcina pentru sursa de semnal u_S, ceea ce poate fi prohibitiv pentru multe surse de semnal. Evident, tensiunea maximă a sursei de tensiune este foarte puțin mai mare decît u_{BE2}, atunci cînd $u_o < u_{BE}$ și i_F, i_S schimbă semnul, ceea ce implică o altă constrîngere inacceptabilă pentru foarte multe surse de semnal. Ca un dezavantaj în plus, această schemă cu reacție nu se poate realiza decît ca schemă inversoare în tensiune.

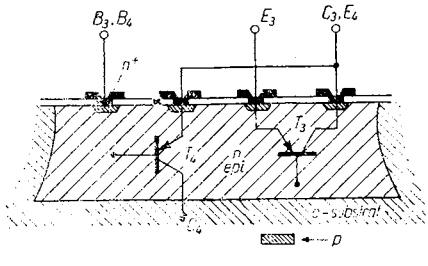


Fig. 6.3. Secțiune prin tranzistorul *pnp* lateral, T_3.

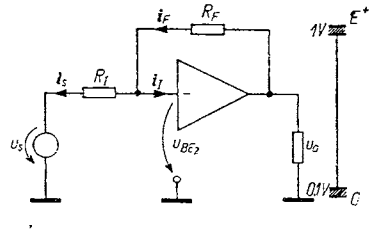


Fig. 6.4. Amplificator cu reacție în curent.

● **Amplificatorul de curent cu intrare neinversoare.** Inconvenientele menționate se soluționează prin crearea unei intrări suplimentare, neinversoare, așa cum se vede în figura 6.5, conectînd la intrarea inversoare (baza tranzistorului T_2) o „oglindă de curent" constituită din dioda D_1 și tranzistorul T_5. Dacă, într-o primă aproximație, admitem că amplificarea oglinzii de curent este unitară, observăm că tranzistorului T_2 i se aplică în bază diferența de curent $i_I^- - i_I^+$, care poate schimba semnul în funcție de mărimile celor doi curenți. Curentul de bază necesar pentru polarizarea bazei tranzistorului T_2 în zona activă normală I_B fiind maximum 30 nA ÷ 50 nA pentru orice valoare a tensiunii de ieșire, rezultă că la funcționarea în zona liniară a caracteristicii de transfer și la un nivel de polarizare a intrărilor de ordinul de mărime al μA se poate admite cu bună aproximație că cei doi curenți sînt practic egali $i_I^- = i_I^+$, așa cum la un amplificator diferențial obișnuit, sînt egale tensiunile aplicate pe cele două intrări. Această oglindă de curent realizează scăderea, compararea între mărimile de intrare i_I^-, i_I^+ necesară în funcționarea oricărui sistem cu reacție negativă, unul putînd fi curent de comandă și celălalt curent de reacție, cu mențiunea că ambii curenți sînt pozitivi în sensul reprezentat în figura 6.5, pentru întreg domeniul de comandă în zona liniară a amplificatorului.

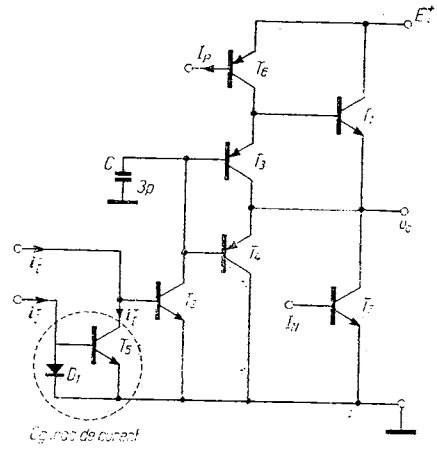


Fig. 6.5. Amplificatorul de curent cu intrare neinversoare.

Tensiunile pentru cele două intrări corespund unor joncțiuni deschise u_{BE}, u_D și sînt variabile în jur de 0,5 V. Pentru o variație de 100 de ori a curentului i_I^+ (de la 5 μA la 500 μA), variația tensiunii u_D este de numai cca. 120 mV la temperatura ambiantă. Chiar pentru această variație neobișnuit de mare a curentului, care nu apare în funcționarea normală a schemelor cu ADC, se poate considera că tensiunea intrărilor este practic constantă comparativ cu domeniul de variație al tensiunilor de ieșire care, în multe cazuri, constituie tensiuni de intrare în alte amplificatoare. Cu o bună aproximație se poate considera că *cele două intrări ale amplificatorului Norton sînt, din punctul de vedere al tensiunilor, în „scurtcircuit"* între ele *și la un potențial constant față de masă* $u_{BE2} \simeq 0{,}5$ V. *Din punctul de vedere al curenților, între cele două intrări circulă efectiv curentul „reflectat" de colectorul tranzistorului* T_5.

Această comportare duală a amplificatorului diferențial de curent, în comparație cu amplificatorul diferențial de tensiune, este pe linia cerințelor principiale ale circuitelor cu reacție negativă de curent, respectiv de tensiune și este rezumată comparativ în tabelul 6.1.

În practică, comanda în curent se realizează de la surse de tensiune, prin rezistențe de valori convenabile, deoarece majoritatea surselor de semnal și majoritatea circuitelor tradiționale sînt cu ieșire de tensiune. Tensiunile surselor nu se transmit, însă, intrărilor amplificatorului (care rămîn la cca 0,5 V) și, prin urmare, nu există altă limitare în mărime a acestor tensiuni, în afară de valorile, eventual, nepractic de mari ale rezistențelor din circuitele de intrare.

Tabelul 6.1

Comparație între amplificatoarele diferențiale de curent și amplificatoarele diferențiale de tensiune

Mărimi de comandă la intrare	ADC	ADT (AO)
	i_I^+, i_I^-	u^+, u^-
Mărimea de comandă a generatorului mutual	i_I^+, $-i_I^-$	$u^+ - u^-$
Impedanța între intrări	$\to 0$ (scurtcircuit)	$\to \infty$ (gol)
Impedanța intrărilor față de masă	$\to 0$	$\to \infty$
O reacție negativă puternică tinde să egaleze	$i_I^+ = i_I^-$	$u^+ = u^-$

Transferul „reflectat" de curent de la intrarea neinversoare la intrarea inversoare permite proiectarea unor scheme de nerealizat cu amplificatoare operaționale obișnuite. Pentru o valoare tipică a curenților de intrare $i_I^+ = i_I^- = 10$ μA, tensiunile celor două intrări sînt egale (intrările în „scurtcircuit") și proiectarea optimă a circuitelor se face centrat pe această valoare, unde amplificarea oglinzii de curent este foarte aproape de unitate, cum rezultă din fig. 6.6.

În aplicațiile în care curenții de intrare sînt mai mari trebuie avută în vedere o scădere de 2 ÷ 5% pentru curenții pînă la 200 μA și o scădere pînă la $a_I = 0{,}9$ pentru 6 mA la 35°C și respectiv 3,8 mA la 70°C (v. fig. 6.7). Oglinda de curent poate prelua fără efecte distrugătoare curenți pînă la 20 mA.

● **Schema electrică completă a amplificatorului μA 3 900.** Amplificatoarele Norton se fabrică cîte 4 pe pastila de siliciu, avînd schema de principiu completă reprezentată pentru unul din amplificatoare în figura 6.8. În aceeași figură apar circuitele de polarizare și limitatorul tensiunii negative la intrările amplificatorului, care sînt comune pentru patru amplificatoare. Curenții de polarizare sînt derivați de la tensiuni de referință interne generate de diodele D_3, D_4, D_5 polarizate în curent independent de sursa de alimentare de către tranzistoarele T_9 și T_{10}. Pornirea circuitului de referință este asigurată de tranzistorul T_{14}, dioda D_2 și tranzistorul T_8. După deschiderea tranzistorului T_{10}, tranzistorul T_8 se blochează. Din punctul A se distribuie spre cele 4

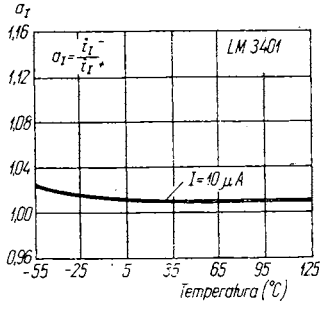


Fig. 6.6. Variația amplificării oglinzii de curent în funcție de temperatură.

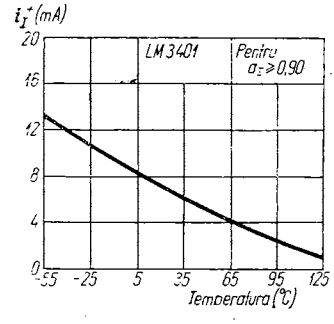


Fig. 6.7. Variația curentului intrării neinversoare pentru $a_I \geq 0{,}9$ în funcție de temperatură.

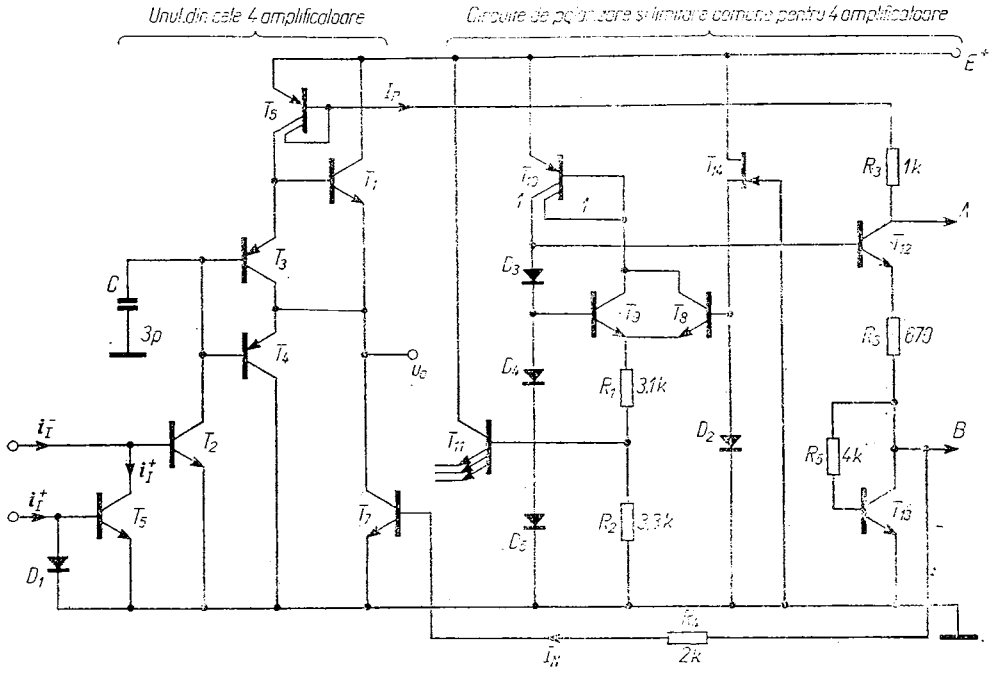


Fig. 6.8. Schema electrică completă a amplificatorului βA 3900.

amplificatoare, prin rezistențele R_3, curentul I_P care scade la creșterea temperaturii, în vederea compensării creșterii amplificării statice a tranzistorului T_6. Din punctul B se distribuie spre cele 4 amplificatoare, prin rezistențele R_4 curentul de polarizare I_N la tensiune practic egală cu u_{BE13}, asigurînd tranzistorului T_7 un curent practic independent de temperatură.

În punctul median al divizorului R_1, R_2 se obține o tensiune $\simeq \frac{u_{BE}}{2}$ care se aplică bazei tranzistorului cu 8 emitoare T_{11}. Fiecare din emitoare este conectat la cîte una din intrările amplificatoarelor de pe pastilă (conexiuni nefigurate în desen). Atunci cînd tensiunea uneia dintre intrări coboară la $-\frac{u_{BE}}{2}$, se deschide emitorul corespunzător, limitînd scăderea în continuare a tensiunii de intrare. Curentul disponibil la oricare din emitoare poate atinge maximum 100 μA, fără a perturba funcționarea sursei interne de referință de tensiune. Nedepășirea acestei valori limită trebuie asigurată prin rezistențele înseriate cu intrările amplificatoarelor.

Caracteristicile principale ale amplificatorului Norton sînt date în tabelul 6.2 și în figurile 6.9, 6.10, 6.11 și 6.12.

În figura 6.9 este reprezentată *caracteristica transimpedanței* ADC βA 3900 pentru valorile limită ale rezistenței de sarcină și pentru două tensiuni de alimentare uzuale. Din convergența caracteristicilor se observă utilitatea definirii unui curent de polarizare I_B corespunzător tensiunii minime de ieșire, practic independent de sarcină și de tensiunea de alimentare. Valoarea tipică a acestui curent de polarizare se situează în domeniile 25 ÷ 50 nA, centrat pe valoarea de 30 nA. Caracteristica de transfer, inversoare față de variațiile

Tabelul 6.2

Principalele caracteristici ale ADC

Domeniul tensiunii de alimentare E^+	de la $+4$ V la $+36$ V
Curentul absorbit de la sursa de alimentare de un amplificator în gol	tipic 1,3 mA
Caracteristici fără reacție: — amplificarea de tensiune, a_u ($R_L = 10$ kΩ) — frecvența amplificării de tensiune unitare f_1 — marginea de fază — rezistența de intrare — rezistența de ieșire, r_o	tipic 70 dB 2,5 MHz 40° 1 MΩ 8 kΩ
Domeniul tensiunii de ieșire	de la 0,1 V la $E^+ - 1$ V
Curentul de polarizare la intrare, I_B	30 nA
Rata variației tensiunii de ieșire, SR	0,5 V/μS

curentului i_I^-, poate fi mutată în cadranul II prin aplicarea unui curent static $I_I^+ = I_B$ și este neinversoare în raport cu variațiile lui i_I^+. În cazul cel mai defavorabil, o variație de curent de cca. 20 nA asigură explorarea întregului domeniu al tensiunii de ieșire, ceea ce raportat la valoarea centrală de proiectare reprezintă $20 \cdot 10^{-9}$ A/$10 \cdot 10^{-6}$ A = 0,2% diferență relativă între cei doi curenți de intrare, la polarizarea optimă de 10 μA pe cele două intrări, și prin urmare o bună încadrare în presupunerile făcute relativ la figura 6.4.

În figura 6.10 este reprezentată *diagrama Bode a amplificării de tensiune* pentru diferite rezistențe de sarcină și, spre comparație, *diagrama corespunzătoare a amplificatorului* βA 741. Se remarcă amplificarea de tensiune mai mare cu cca. 10 dB a amplificatorului Norton pentru frecvențe mai mari de 1 kHz.

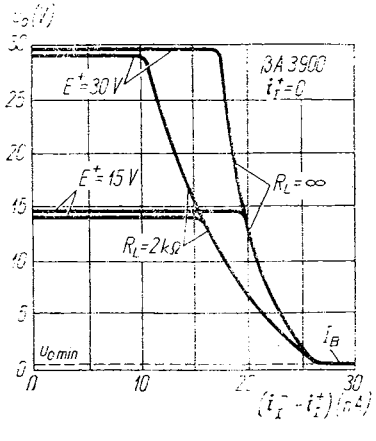


Fig. 6.9. Caracteristica transimpedanței amplificatorului βA 3900.

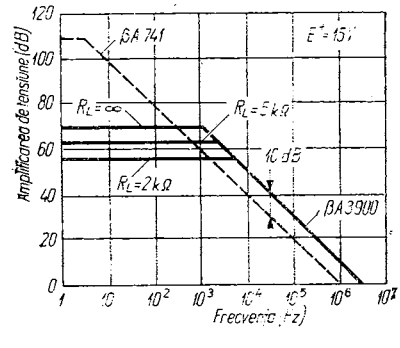


Fig. 6.10. Caracteristica Bode a amplificării de tensiune.

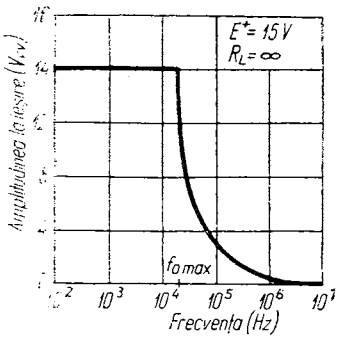


Fig. 6.11. Dependența tensiunii disponibile la ieșire în funcție de frecvență.

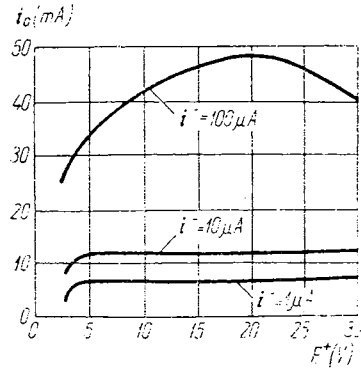


Fig. 6.12. Curentul absorbit la ieșire cu intrarea inversoare supraexcitată.

Din figura 6.11 se determină frecvența puterii maxime nedistorsionate $f_{0\,max} \simeq 2$ kHz și excursia de tensiune disponibilă în semnal sinusoidal nedistorsionat la frecvențe mai mari de $f_{0\,max}$ în conformitate cu relația:

$$2\pi f U_o = \mathrm{SR}. \tag{6.1}$$

Din figura 6.12 se observă că polarizînd intrarea inversoare la un curent de 10 μA (valoarea centrală de proiectare) curentul absorbit de ieșirea amplificatorului este comparabil cu cel debitat, asigurîndu-se o excursie de curent simetrică în circuitul sarcinii. Dacă intrarea inversoare este supraexcitată, curentul absorbit poate ajunge peste 30 mA ceea ce permite acționarea directă a unor relee, diode electroluminiscente etc., cu observația că tensiunea de ieșire trebuie lăsată să scadă la cca. 1 V pentru a menține puterea disipată de tranzistorul cu substratul T_4, în limite admisibile. Pentru acest regim forțat de excitație a intrării inversoare se poate obține o rată de variație a tensiunii mult mai mare pentru excursia spre masă (20 V/μS).

Pentru amplificatorul Norton s-a propus simbolul reprezentat în fig. 6.13, în care generatorul de curent dintre intrări evidențiază curentul absorbit din intrarea inversoare de către oglinda de curent, iar săgeata la borna neinversoare precizează comanda în curent și sensul acestuia.

Un **circuit echivalent** *la joasă frecvență al amplificatorului Norton* este reprezentat în figura 6.14. Este un circuit echivalent „neortodox", în sensul că include elemente caracteristice pentru regimul static împreună cu elemente de semnal mic dar practic, pentru că evidențiază într-un singur model atît comportarea statică cît și cea dinamică. Elementele statice sînt: $u_D \simeq u_{BE0} \simeq$ $\simeq 0{,}5$ V — tensiunile statice necesare pentru polarizarea intrărilor, I_B — curentul de polarizare definit mai sus, $u_{o\,min}$ — tensiunea minimă la ieșire (în general neglijabil de mică) și amplificarea statică de curent $a_I \simeq 1$. Elementele dinamice ale modelului sînt rezistența de intrare dinamică — r_i, generatorul comandat al tensiunii de ieșire — $a_u u_{be}$ și rezistența de ieșire — r_o. Acest model hibrid este tolerabil deoarece: eroarea statică introdusă de r_i, $r_i I_B = 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-9} = 30$ mV $\ll u_{BE0}$, r_o este practic egal cu rezistența statică de ieșire, r_i este aproape constant, iar amplificarea de curent statică a_I este practic egală cu amplificarea dinamică a_i, ambele fiind aproape egale cu

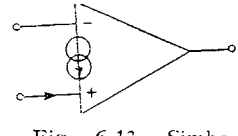


Fig. 6.13. Simbolul amplificatorului Norton.

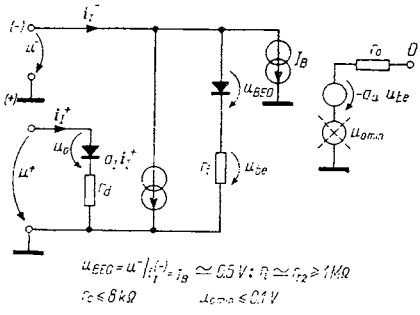


Fig. 6.14. Circuit echivalent al amplificatorului Norton.

unitatea la polarizări normale. După nevoi, în aplicații se pot neglija parametri statici sau dinamici rezultînd circuite echivalente mai simple.

6.1.2. POLARIZAREA AMPLIFICATORULUI DIFERENȚIAL DE CURENT

Spre deosebire de amplificatorul diferențial de tensiune, *la ADC este suficientă polarizarea intrării inversoare cu un curent puțin mai mic decît I_B pentru explorarea întregului domeniu de ieșire,* cel puțin în conexiunea inversoare (v. fig. 6.9).

Intrarea neinversoare poate fi lăsată în gol sau, preferabil, la masă pentru reducerea zgomotelor culese și interne, proprii oglinzii de curent.

În cazul amplificatoarelor de curent alternativ, care trebuie să execute o evoluție în tensiune de ieșire simetrică față de punctul static de funcționare, sau în configurații de amplificatoare neinversoare, este necesară polarizarea intrării neinversoare cu un curent i_I^+ care să asigure centrarea caracteristicii de transfer sau aplicarea unor variații i_I^+. Ori de cîte ori nu este critică valoarea absolută a curentului de polarizare se indică polarizarea cu acea mărime $i_I^- \simeq i_I^+$ care asigură egalarea tensiunilor $u_D = u_{BE_0}$ și anume 10 μA ca valoare medie. Atunci cînd este necesară reducerea curenților de polarizare la o valoare minimă se pot folosi scheme de compensare (în conexiuni de amplificator inversor) sau se reduce la minimum curentul i_I^+ (la amplificatoare neinversoare). În ultimul caz apare, evident, și o diferență relativ mai mare între curenții celor două intrări. În general, însă, se poate admite că cele două intrări sînt polarizate cu doi curenți egali $i_I^- = i_I^+$.

6.1.3. AMPLIFICATOARE DE CURENT ALTERNATIV CU ADC

Un amplificator inversor de c.a. alimentat de la o singură sursă este reprezentat în figura 6.15. Condensatoarele de cuplaj la ieșire, C_O, blochează trecerea curentului continuu după ce s-a încărcat la o tensiune egală cu tensiunea statică de ieșire a amplificatorului, U_O. Condensatorul de cuplaj la intrare C_I blochează, pe de o parte, trecerea unui curent continuu prin sursa de semnal, iar pe de altă parte, împiedică aplicarea dinspre sursă a unei componente statice în curentul de polarizare a intrării inversoare. Polarizarea intrării neinversoare este asigurată prin R_3 de la sursa de alimentare.

În figura 6.16 este reprezentată **schema echivalentă** *a amplificatorului,* folosind circuitul echivalent din figura 6.14, care poate fi separată *pentru regimul static* (fig. 6.17) și respectiv *pentru regimul dinamic* (fig. 6.18).

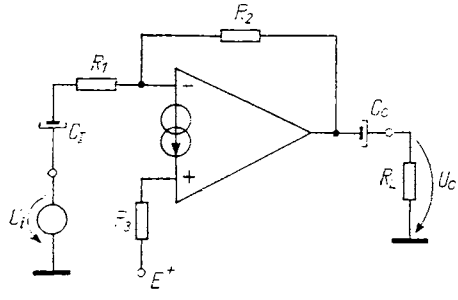


Fig. 6.15. Amplificator inversor de c.a. cu ADC.

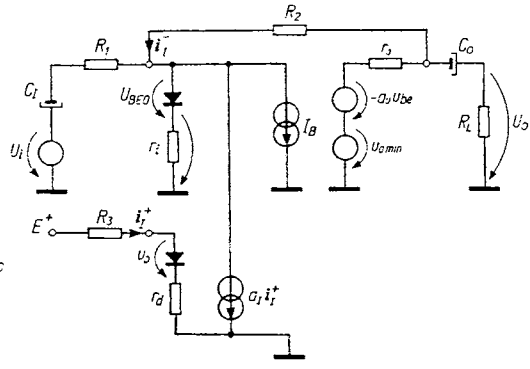


Fig. 6.16. Circuitul echivalent al amplificatorului din figura 6.15.

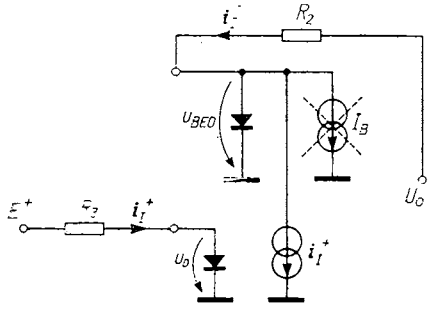


Fig. 6.17. Circuitul echivalent simplificat în c.c.

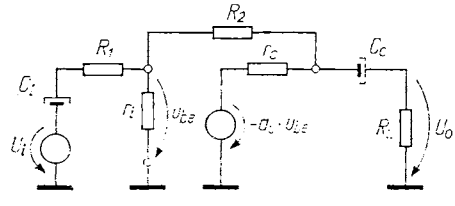


Fig. 6.18. Circuit echivalent simplificat în c.a.

Amplitudinea maximă a tensiunii de ieșire la un amplificator de curent alternativ bine centrat în domeniul de ieșire va fi:

$$U_O = \frac{u_{o\,max} - u_{o\,min}}{2} = \frac{E^+ - 1\ \text{V} - 0{,}1\ \text{V}}{2} \simeq \frac{E^+}{2}. \tag{6.2}$$

Punctul static de funcționare care asigură o explorare simetrică în tensiune de ieșire trebuie plasat la o tensiune:

$$U_O = \frac{u_{o\,max} + u_{o\,min}}{2} = \frac{E^+ - 1\ \text{V} + 0{,}1\ \text{V}}{2} \simeq \frac{E^+}{2}. \tag{6.3}$$

Admițînd alimentarea cu $E^+ = 15$ V, la polarizare optimă — 10 μA — și egalitatea celor doi curenți de intrare, se poate scrie relația:

$$\frac{U_O - u_{BE0}}{R_2} = \frac{E^+ - u_D}{R_3} \tag{6.4}$$

și ținînd seama că $u_{BE0} \simeq u_D \simeq 0{,}5$ V și de (6.3) rezultă:

$$\frac{E^+}{2R_2} \simeq \frac{E^+}{R_3} \quad \text{respectiv} \quad R_3 \simeq 2R_2, \tag{6.5}$$

ultima relație reprezentînd rețeta de polarizare a amplificatorului inversor de c.a. iar pentru cazul enunțat

$$R_3 \simeq \frac{15\ \text{V}}{10\ \mu\text{A}} = 1{,}5\ \text{M}\Omega \text{ respectiv } R_2 = 0{,}75\ \text{M}\Omega. \tag{6.6}$$

Amplificarea de tensiune conform aproximațiilor uzuale pentru schemele de amplificatoare inversoare este:

$$A_u \simeq -\frac{R_2}{R_1}. \tag{6.7}$$

Impedanța de intrare în ADC este r_i, iar impedanța de intrare în amplificatorul cu reacție este R_1. Presupunînd o amplificare cu reacție de 30 dB rezultă $R_1 = 24\ \text{k}\Omega$, deci o valoare mai degrabă mică a impedanței de intrare în montaj.

Atunci cînd este necesară o *impedanță de intrare mare și* totodată o *amplificare mare de tensiune* se recomandă schema din figura 6.19. Curentul i_I^- este asigurat prin R_3, R_4 iar curentul i_I^+ prin R_2 de la o sursă de referință U_{REF}, care poate fi obținută eventual printr-un simplu divizor de tensiune și un condensator de filtrare și poate servi la polarizarea mai multor amplificatoare. În comparație cu schema precedentă, aici există două **avantaje**:

— *eliminarea brumului sursei și a cuplajelor parazite prin sursa de alimentare* datorită filtrajului asigurat de C_F;

— *manipularea independentă a polarizării și a amplificării cu reacție,* impunînd o anumită impedanță de intrare în montaj.

Din considerente statice trebuie îndeplinită egalitatea:

$$R_2 = R_3 + R_4 \tag{6.8}$$

iar amplificarea de tensiune este:

$$A_u = -\frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_5}.$$

Cu datele anterioare, impunînd $R_1 = 200\ \text{k}\Omega$ și alegînd $R_3 = R_1$ se obțin: $R_2 = 750\ \text{k}\Omega$; $R_4 = 550\ \text{k}\Omega$; $R_5 = 18\ \text{k}\Omega$.

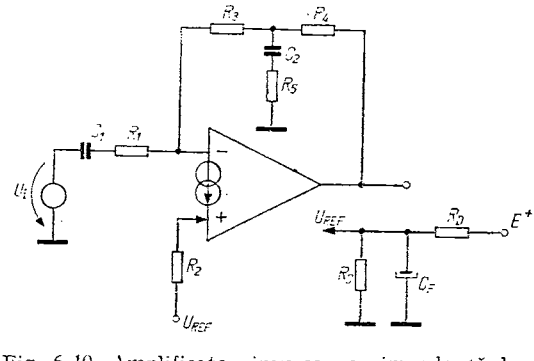


Fig. 6.19. Amplificator inversor cu impedanță de intrare mărită.

O variantă de polarizare a amplificatorului inversor (v. fig. 6.20), „polarizare nu_{BE}" permite stabilirea potențialului static al ieșirii independent de tensiunile de alimentare, sau U_{REF} ca mai sus, la o valoare:

$$U_O = nu_{BE} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} u_{BE} \tag{6.9}$$

În figura 6.21 este reprezentat un amplificator neinversor polarizat de la o tensiune de

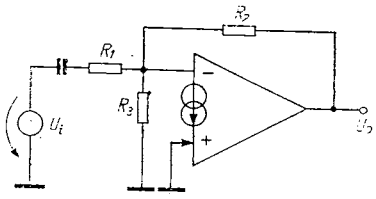


Fig. 6.20. Polarizarea „u_{BE}".

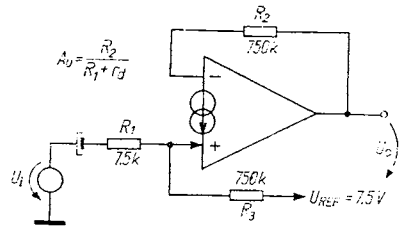


Fig. 6.21. Amplificator neinversor de c.a. cu ADC.

referință ca în figura 6.19, pentru un potențial static de ieșire de 7,5 V, la curenți de intrare de 10 μA. Amplificarea cu reacție are expresia:

$$A_U = \frac{R_2}{R_1 + r_d} \tag{6.10}$$

unde r_d este rezistența dinamică în intrarea neinversoare.

$$r_d = \frac{0{,}025}{i_1^+ \text{ [mA]}} \text{ [}\Omega\text{]} \tag{6.11}$$

care trebuie luată în considerare la valori mici ale rezistenței R_1, cum este cazul în figură. Impedanța de intrare în amplificatorul cu reacție este $R_1 + r_d$.

6.1.4. AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU CU ADC

Realizarea amplificatoarelor de curent continuu ridică următoarele probleme:

— *acceptarea unei tensiuni nule de intrare și*, eventual, *chiar a unor tensiuni negative*;

— *atingerea unei tensiuni nule la ieșire*;

— *reducerea decalajului echivalent la intrarea amplificatorului.*

În schema din figura 6.22, *a* este reprezentat un amplificator de c.c. în care se încearcă soluționarea problemelor menționate. Prin rezistențele R_3, R_4 se asigură, pe de o parte curentul pentru cele două intrări, pe de altă parte curenții prin R_1, R_2, R_5 și R_6.

Neglijînd curentul de polarizare I_B, admițînd $a_1 = 1$ și $u_{BE0} = u_D = 0{,}5$ V se poate exprima egalitatea curenților de intrare:

$$\frac{E^+ - 0{,}5\text{ V}}{R_3} - \frac{0{,}5\text{ V}}{R_5} + \frac{u_1 - 0{,}5\text{ V}}{R_1} = \frac{E^- - 0{,}5\text{ V}}{R_4} - \frac{0{,}5\text{ V}}{R_2} + \frac{u_o - 0{,}5\text{ V}}{R_6}. \tag{6.12}$$

Alegînd $R_3 = R_4$, $R_1 = R_2$, $R_5 = R_6$ rezultă:

$$\frac{u_1}{R_1} = \frac{u_o}{R_6} \qquad A_u = \frac{u_o}{u_1} = \frac{R_6}{R_1}. \tag{6.13}$$

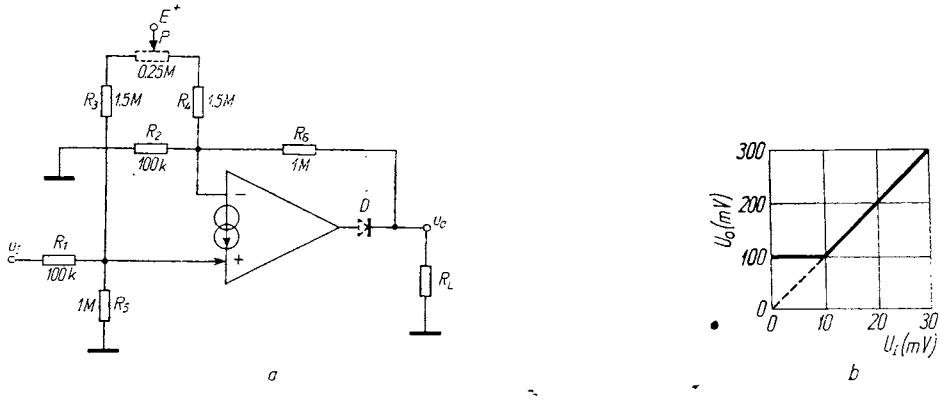


Fig. 6.22. Amplificator de c.c. cu tensiune de ieșire nulă.

Pentru ca cei doi curenți să fie centrați pe valoarea optimă trebuie îndeplinită relația:

$$\frac{E^+ - 0{,}5\ \text{V}}{R_3} - \frac{0{,}5\ \text{V}}{R_5} = 10\ \mu\text{A}. \tag{6.14}$$

Se observă că pentru $E^+ = 15$ V se obțin aproximativ valorile din figură. Fără intercalarea diodei D caracteristica de transfer este desenată cu linie continuă în figura 6.22, *b*. Intercalarea diodei permite, pentru sarcini rezistive, coborîrea tensiunii de ieșire spre tensiune nulă, cum este figurat cu linie punctată în figură. Există totuși o valoare minimă a tensiunii de ieșire, nenulă, care se raportează la intrare ca o tensiune de decalaj rezidual:

$$U_{ID} = \frac{U_{OD}}{A_u} = \frac{u_{BE0}\,\dfrac{R_L}{R_L + R_6}}{\dfrac{R_6}{R_1}}. \tag{6.15}$$

Pentru $R_L = 5$ kΩ, cu valorile din schemă, $U_{ID} = 0{,}25$ mV. *Obținerea unui decalaj* atît de *mic este condiționată de o bună echilibrare a circuitelor de intrare,* ceea ce se poate obține prin intercalarea potențiometrului P.

Printr-o modificare simplă (deconectarea rezistenței R_2 de la masă și obținerea unei intrări inversoare), se ajunge la un amplificator diferențial. Acestuia i se pot aplica și tensiuni de intrare cu componentă negativă de mod comun dacă R_1, R_2 sînt alese suficient de mari pentru a nu extrage din bornele de intrare ale ADC curenți comparabili cu mărimea optimă a curentului de intrare. Rejecția modului comun pentru acest amplificator depinde de potrivirea rezistențelor în circuitele celor două intrări și de amplificarea oglinzii de curent a_I. După cum se poate remarca din figura 6.6, aceasta din urmă limitează RMC la cca. 40 dB.

Deriva termică a tensiunii de decalaj este de așteptat să fie mică, așa cum se poate observa din (6.12), unde în membrul stîng s-a înlocuit prin 0,5 V tensiunea u_D, iar în membrul drept u_{BE0}. Eventualele variații ale acestor tensiuni sînt în bună măsură egale și deriva este cea tipică pentru generația a II-a de AO și anume 10 μV/°C la intrările ADC.

Circuitul integrat βA 3900 se pretează la realizarea unei mari diversități de scheme de amplificatoare, surse de alimentare, filtre active, circuite analogice și digitale de procesare a informației generatoare de semnal etc. [4], dintre care vor fi prezentate numai cîteva.

● În figura 6.23 este reprezentat un **generator de semnale triunghiulare și dreptunghiulare cu ADC.** Amplificatorul A_1, împreună cu elementele aferente, constituie un integrator inversor al curentului total la borna inversoare. Amplificatorul A_2, împreună cu elementele aferente, formează un comparator Schmitt cu histerezis mare. Cititorul se poate convinge că cele două praguri, cu valorile din schemă, sînt $U_H \simeq 0{,}9\,E^+$ și respectiv $U_L \simeq 0{,}1\,E^+$.

Pentru ieșirea O_2, la tensiune $u_{o\,min}$, curentul net în C_1 este $\dfrac{E^+ - u_{BE0}}{R_1} \simeq \dfrac{E^+}{R_1}$,

iar la tensiunea $u_{o\,max}$ curentul net în C_2 este

$$\frac{E^+ - u_{BE0}}{R_1} - \frac{u_{o\,max} - u_D}{R_2} \simeq \frac{E^+}{R_1} - \frac{E^+}{R_2},$$ deci un curent

practic egal și de semn schimbat dacă $R_1 = 2R_2$. Desigur, pentru compensarea inegalităților $u_{BE0} \neq u_D$, și mai ales, $E^+ \neq u_{o\,max}$, una din rezistențe ar trebui să fie ajustabilă în vederea unei funcționări simetrice a integratorului. Acest montaj este un exemplu de *montaj realizabil numai cu ADC, deoarece la un integrator inversor obișnuit schimbarea sensului curentului prin condensator este imposibilă de la o tensiune pozitivă.*

● Un alt exemplu este circuitul din figura 6.24, care reprezintă un **integrator neinversor cu resetare.** Cîtă vreme circulă curentul de resetare $\dfrac{U_R - u_{BE0}}{R_1} \geqslant \dfrac{u_I - u_D}{R_2}$, ieșirea ADC se menține la $u_{o\,min} = 0{,}1$ V. Dacă se anulează acest curent tensiunea de ieșire va fi proporțională cu integrala în timp a tensiunii de intrare:

$$u_o = \frac{1}{RC}\int u_I dt + \frac{I_B}{C}\int dt + u_{o\,min}. \qquad (6.16)$$

Pentru $u_I = E^+$ variația liniară a tensiunii de ieșire este reprezentată în figura 6.24, *b*.

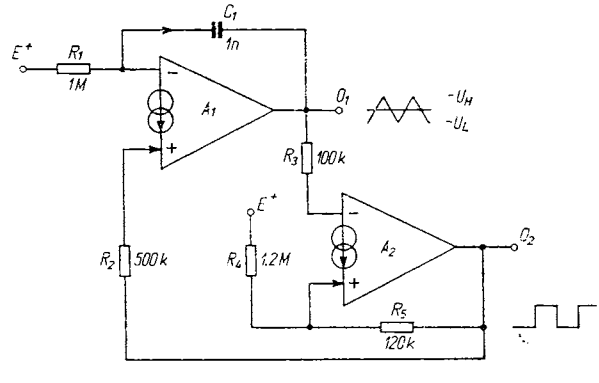


Fig. 6.23. Generator de semnale dreptunghiulare și triunghiulare cu ADC.

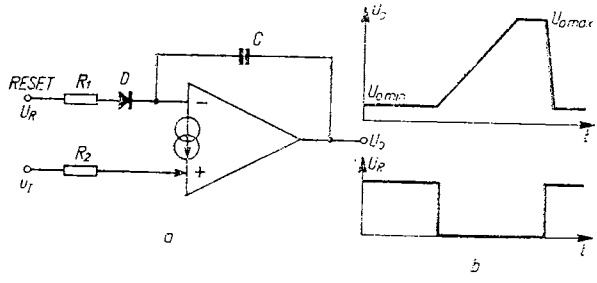


Fig. 6.24. Integrator neinversor cu resetare.

Pentru integratoare, temporizatoare, circuite de eşantionare-memorare etc, destinate să integreze în intervale mai mari de timp, *curentul de polarizare I_B constituie o sursă de erori care nu poate fi neglijată.*

● **Montaj pentru compensarea curentului de polarizare.** Montajul din figura 6.25 permite anularea curentului efectiv de intrare I_{BE} al amplificatorului A_1 cu ajutorul amplificatorului A_2. Prin R_2 amplificatorul A_2 îşi asigură propriul curent de polarizare I_{B2}, modificîndu-şi tensiunea de ieşire u_{o2}. Ţinînd seama de toleranţa strînsă a parametrilor pentru amplificatoarele de pe aceeaşi pastilă, de temperatura lor practic identică şi de simetria circuitului, prin R_1 va circula un curent I_{B1}, care este practic egal cu I_{B2} şi are aceeaşi dependenţă de temperatură. Anularea efectivă a curentului I_{BE} se poate obţine prin ajustarea potenţiometrului R_3. Renunţîndu-se la potenţiometru, un singur amplificator poate asigura curenţii de polarizare pentru celelalte trei din capsulă, obţinîndu-se astfel o reducere cu un ordin de mărime a lui I_{BE} faţă de I_B.

Circuitul integrat βA 3900 îşi poate găsi utilizări avantajoase în scheme combinate analogice şi numerice datorită uşurinţei cu care se pot realiza porţi logice compatibile cu familiile **DTL, TTL, RTL, HTL, CMOS** prin alegerea adecvată a tensiunii de alimentare E^+.

● În figura 6.26 este reprezentată o **poartă SAU cu ADC.** Inversînd între ele intrările amplificatorului se obţine funcţia $\overline{SAU}$. În figura 6.27 este figurată o **poartă ŞI cu ADC** care poate avea un FAN-IN teoretic oricît de mare. Inversînd intrările amplificatorului între ele se obţine funcţia $\overline{ŞI}$.

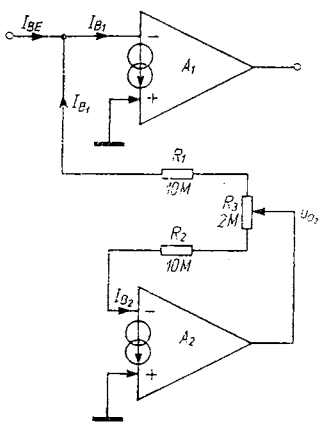


Fig. 6.25. Montaj pentru compensarea curentului de polarizare.

6.16. CONCLUZII

Amplificatorul Norton este un circuit mai puţin obişnuit ca mod de utilizare şi ca performanţe şi răspîndirea lui este condiţionată de familiarizarea utilizatorilor cu particularităţile sale. Existenţa circuitului integrat βA 3900 în producţia IPRS, *preţul* său *redus pe amplificator, consumul mic de putere* de la sursele de alimentare, *marea sa versatilitate* **îl recomandă** *pentru utilizări diverse, mai ales pentru sisteme care dispun de o singură sursă de alimentare* trebuind să realizeze funcţii complexe analogice, numerice şi de interfaţare.

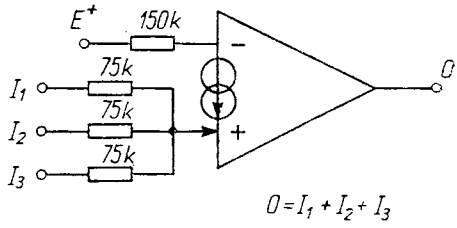


Fig. 6.26. Poartă logică SAU cu ADC.

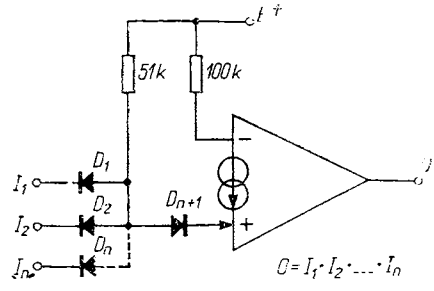


Fig. 6.27. Poartă logică ŞI cu ADC.

Din schemele prezentate se remarcă *utilizarea cu precădere a unor rezistenţe de valori relativ mari.* Acest fapt este avantajos în privinţa puterii disipate şi a unei valori relativ mici pentru condensatoarele din circuite, dar trebuie menţionată influenţa mai mare a capacităţilor parazite, chiar la frecvenţe relativ coborîte, şi disponibilitatea mai mică pentru rezistenţe de valori mari şi precizie bună.

Deşi în schemele prezentate ADC au fost polarizate în general la curentul „optim" de 10 μA, trebuie avut în vedere că această valoare este o medie statistică la temperatura ambiantă. Valoarea proprie a curentului optim pentru un exemplar se poate determina prin măsurări individuale. Din fericire, tensiunea dintre intrări variază foarte puţin pentru curenţii în domeniul 1 μA ÷ 20 μA şi are un coeficient de temperatură mic (10 μV/°C) şi amplificarea oglinzii de curent a_I are o variaţie foarte mică. Deci valoarea curentului optim $i_I = 10$ μA *trebuie interpretată doar ca o indicaţie orientativă, nu obligatorie.*

6.2. COMPARATOARE

Comparatoarele sînt *circuite care semnalează prin mărimea de ieşire dacă una din mărimile de intrare este mai mare sau mai mică decît mărimea celeilalte intrări, considerată referinţă.*

Conform acestei funcţiuni, mărimea de ieşire se poate găsi în două stări limită pe care, firesc, le identificăm cu nivelele logice proprii unei familii de circuite integrate numerice. Deoarece comparatoarele se conectează la circuite numerice, ieşirea lor trebuie să fie proiectată compatibil cu cerinţele specifice familiilor de circuite integrate numerice. În ceea ce priveşte intrarea, aceasta trebuie să răspundă cerinţelor comune pentru amplificatoarele operaţionale: *amplificare mare, curenţi de polarizare mici, tensiune de decalaj şi deriva acesteia mici* etc. În aplicaţii necritice aproape orice amplificator operaţional poate îndeplini funcţia unui comparator. Figura 6.28, *a* reprezintă amplificatorul operaţional μA 709 cu elementele de compensare corespunzătoare celui mai bun răspuns în frecvenţă pentru 60 dB amplificare în buclă închisă, care permit atingerea unei rate de variaţie a tensiunii de 20 V/μs. Caracteristica de transfer pentru o tensiune aplicată pe intrarea inversoare, după compensarea tensiunii de decalaj la intrare U_{1D}, este reprezentată în figura 6.29 cu linie plină. Prin montarea la ieşirea AO a limitatorului paralel reprezentat în 6.28, *b* tensiunea de ieşire este limitată la valori compatibile cu circuitele DTL sau TTL. Precizia comparaţiei depinde de tensiunea de

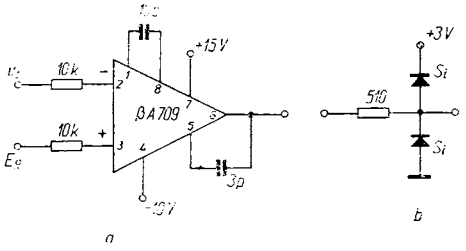


Fig. 6.28. Amplificatorul operațional μA 709 în montaj de comparator.

decalaj, dar și de mărimea variației de tensiune de intrare necesară pentru tranziția dintre cele două stări limită (punctele *1* și *2*, respectiv *1'* și *2'* din fig. 6.29). Atunci cînd comparatorul este utilizat pentru compararea unor tensiuni rapid variabile apar erori dinamice suplimentare datorate timpului de ieșire din saturație a amplificatorului și timpului de comutare între cele două nivele de ieșire. Figurile 6.30, 6.31 reprezintă comportarea dinamică a comparatorului cu μA 709 pentru ieșirea din saturație în cele două stări limită. Saturarea este asigurată prin aplicarea unor tensiuni mari la intrare (100 mV), iar comutarea în starea finală se asigură prin aplicarea unui salt treaptă avînd o depășire față de valoarea nulă. Cu cît este mai mare această depășire, comutarea este mai rapidă. Se remarcă din figuri că timpul de saturare este aproximativ 1 μs în starea „1" și 3 μs în starea „0" iar comutarea pentru o depășire de 20 mV se face în ambele cazuri în cca. 1 μs, ceea ce, dealtfel, corespunde cu SR = 20 V/μs.

6.2.1. PARTICULARITĂȚILE ȘI PARAMETRII COMPARATOARELOR

Comparatoarele au în comparație cu amplificatoarele operaționale următoarele particularități:

— *posibilitatea asigurării unei tensiuni și a unui curent de ieșire compatibile cu cerințele circuitelor logice pe care le comandă;*

— *funcționarea în buclă deschisă, fără reacție,* care asigură o caracteristică de transfer mai abruptă. Absența reacției negative anulează necesitatea unei caracteristici de frecvență impuse sau a unor circuite de compensare a răspunsului în frecvență, ca la AO. Prin urmare, circuitele pot fi proiectate, fără

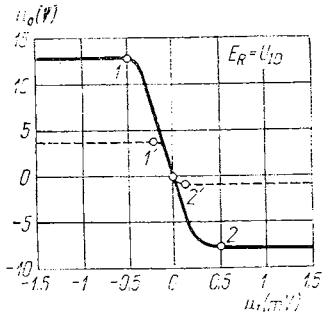


Fig. 6.29. Caracteristicile de transfer al comparatorului cu μA 709.

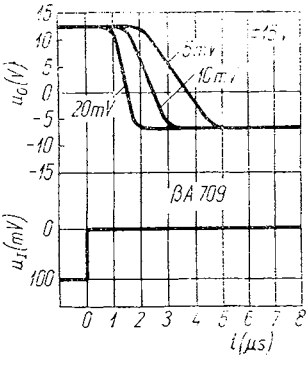


Fig. 6.30. Răspunsul comparatorului cu μA 709 la comutare jos.

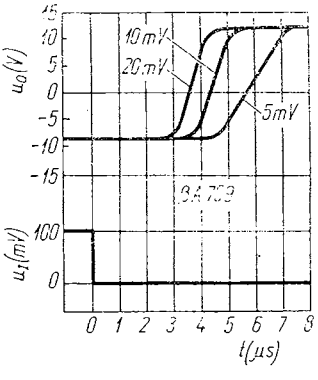


Fig. 6.31. Răspunsul comparatorului cu μA 709 la comutare sus.

restricții, pentru frecvența de tăiere maximă. Pe de altă parte, absența reacției negative permite saturarea dispozitivelor active și apariția unor întîrzieri la comutație, așa cum s-a văzut la comparatorul cu μA 709;

— *posibilitatea autorizării sau înhibării funcționării comparatorului printr-o comandă exterioară* (strobe-engleză, echantillonage-franceză), care asigură facilități în realizarea sistemelor complexe. Prin această facilitate un comparator răspunde numai cînd este autorizat.

În continuare sînt prezentați parametrii caracteristici ai comparatoarelor.

● **Rezoluția** se definește în raport cu cerințele circuitelor logice comandate de comparator. Dacă la ieșire se conectează un circuit TTL, este normal ca punctul median al caracteristicii de transfer să corespundă tensiunii de prag pentru TTL care este 1,4 V. Referitor la figura 6.29, caracteristica punctată trebuie deplasată puțin spre dreapta, astfel ca la tensiune de intrare nulă tensiunea de ieșire să se situeze la 1,4 V. Prin acest aranjament, punctul corespunzător tensiunii de intrare nule ar fi din punct de vedere logic „echidistant" față de cele două stări, „1" logic și „0" logic (fig. 6.32), conform valorilor admisibile pentru intrările TTL accentuate pe axa tensiunii de intrare. Această decalare a caracteristicii este echivalentă cu o modificare a U_{ID} cu cca. 0,1 mV.

Rezoluția se definește ca *tensiunea diferențială de intrare necesară pentru a determina o decizie logică la ieșire.* Pentru figura 6.29 aceasta este:

$$u_I = \frac{u_0}{A_u} = \frac{1{,}2\text{V}}{3 \cdot 10^4} = 40\ \mu\text{V}. \tag{6.17}$$

● **Tensiunea de decalaj** (U_{ID}) este *tensiunea care trebuie aplicată la intrare pentru ca ieșirea să fie la tensiunea de prag a circuitului logic comandat;*

● **Curentul de polarizare** (I_B) este *media aritmetică a celor doi curenți de polarizare pentru tensiune de ieșire egală cu tensiunea de prag a circuitului logic comandat;*

● **Curentul de decalaj de intrare** (I_D) este *valoarea absolută a diferenței curenților de polarizare pentru tensiune de ieșire egală cu tensiunea de prag a circuitului logic comandat;*

● **Tensiunea maximă de intrare de mod comun** (U_{ICM}) este *valoarea maximă a tensiunii de mod comun acceptată de comparator pentru funcționare normală;*

● **Tensiunea maximă de intrare de mod diferențial** (U_{IDM}) este *valoarea maximă a tensiunii diferențiale care nu distruge circuitul de intrare al comparatorului;*

● **Sortanța** (FAN-OUT) este *numărul de intrări logice care poate fi comandat din ieșirea unui comparator.* Se definește și ea în funcție de circuitele logice comandate;

● **Timpul de răspuns** (t_r) este *intervalul de timp scurs între aplicarea unui semnal treaptă de tensiune dintr-o stare saturată și momentul în care tensiunea*

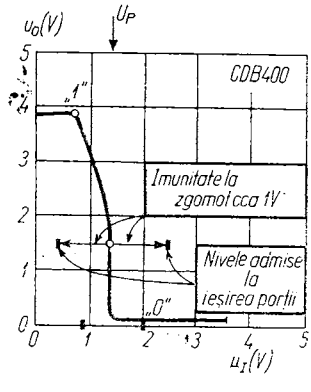


Fig. 6.32. Caracteristica de transfer a porții CDB 400.

de ieșire a comparatorului atinge valoarea de prag a circuitului logic comandat. Și acest parametru depinde de caracteristicile circuitului logic cu care se asociază comparatorul. Pe de altă parte t_r se definește pentru una sau mai multe valori specificate ale depășirii.

6.2.2. COMPARATOARE INTEGRATE UZUALE

Istoric vorbind, primul comparator integrat care a încercat să îndeplinească cerințele specificate în 6.2.1 a fost comparatorul integrat μA 710. Încă de la primul reprezentant al unei serii în continuă creștere se pot vedea liniile directoare în realizarea de comparatoare integrate. În proiectarea oricărui circuit, proiectantul este confruntat cu *stabilirea unui compromis*, optim sau măcar acceptabil, între diferiții parametri ai circuitului, ținînd seama de restricțiile impuse de componentele disponibile, de condițiile de funcționare, cost etc. În cazul circuitelor integrate monolitice, principalele restricții sînt determinate de tehnologia planară, care este aproape standardizată pentru un preț minim și de puterea disipată admisibilă în domeniul temperaturilor de lucru pentru încapsularea folosită.

În limitele acestei tehnologii, frecvența de tranziție a tranzistoarelor *npn* este de ordinul 300—400 MHz, la curenții de ordinul de mărime al mAmperului, dar cu scădere pronunțată spre curenți mai mici. *Un prim compromis trebuie stabilit între frecvența de tranziție și curentul prin tranzistor*, ceea ce se corelează cu *puterea disipată*, cu *mărimea rezistențelor de sarcină* (deci cu amplificarea) și, în cazul etajului de intrare, cu *mărimea curenților de polarizare. La o frecvență de tranziție dată trebuie optat în compromisul* **amplificare-bandă.**

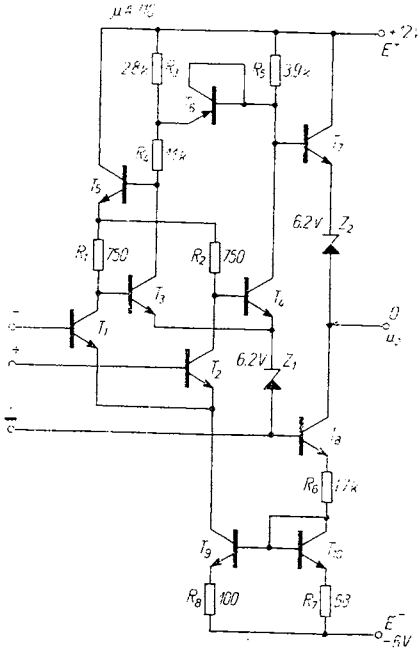


Fig. 6.33. Schema comparatorului integrat μA 710.

● **Comparatorul μA 710.** Proiectarea comparatorului μA 710 a plecat de la opțiunea unui *răspuns dinamic optim, sacrificînd amplificarea* (deci rezoluția — vezi relația 6.17), *curentul de intrare și puterea disipată în circuit.* Schema comparatorului μA 710 este desenată în figura 6.33. Structura acestui comparator cuprinde două etaje diferențiale conectate în cascadă cu tranzistoarele T_1, T_2 respectiv T_3, T_4 urmate de un repetor de ieșire T_7 cu sarcină dinamică în emitor, T_8. Polarizarea primului etaj diferențial și a repetorului se face cu o sursă de curent de tip Widlar, al cărei curent se poate determina ușor admițînd $T_9 \cong T_{10}$ și neglijînd curenții de bază:

$$I_{C10} = \frac{|E^-| - 2U_{BE}}{R_6 + R_7}; \quad I_{C9} = \frac{R_7}{R_8} I_{C10}. \quad (6.18)$$

Cu valorile din schemă rezultă pentru $U_{BE} = 0{,}7$ V, $I_{C10} = 2{,}65$ mA și $I_{C9} = 1{,}8$ mA. Se observă că tranzistoarele T_1, T_2 sînt polarizate cu un

curent $I_{C1,2} = \frac{I_{C9}}{2} = 0{,}9$ mA, ceea ce este cu circa două ordine mai mult decît în etajul de intrare al unui amplificator operațional (8A 741, ROB 301 etc.). Tensiunea de intrare pe mod comun este limitată de intrarea în saturație a tranzistorului T_9 la aproape -5 V și de saturarea tranzistcarelcr T_1, T_2 spre tensiuni pozitive. Pentru a obține o tensiune pozitivă mai mare, al doilea etaj diferențial are emitoarele la $+6{,}2$ V datorită diodei Z_1, ceea ce permite o tensiune pozitivă de mod comun de aproape $+7$ V. Tensiunea diferențială maximă la intrare este determinată de străpungerea joncțiunii EB a tranzistoarelor T_1, T_2 la cca. $6 \div 7$ V. Translatarea nivelului la ieșire este asigurată de dioda Z_2. Etajul al doilea și repetorul sînt astfel aranjate încît la tensiune diferențială de intrare nulă ieșirea să se găsească la tensiunea de prag a circuitelor TTL. În această situație T_1 și T_2, respectiv T_3 și T_4 conduc curenți egali.

Neglijînd curenții I_{B5}, I_{B3}, I_{B6} curentul I_{C3} se poate aproxima din ecuația tensiunilor pe ochiul· E^+, R_4, R_3 intrarea T_5, R_1, intrarea T_3, dioda Z_1, masă ca fiind:

$$I_{C3} = \frac{E^+ - U_Z - \frac{I_{C9} R_1}{2} - 2U_{BE}}{R_3 + R_4}. \tag{6.19}$$

Pe circuitul E^+, R_5, intrarea T_7, Z_2 ieșire, se poate exprima, neglijînd I_{B7}, I_{B6}

$$I_{C4} = \frac{E^+ - U_Z - U_{BE} - u_0}{R_5}. \tag{6.20}$$

Punînd condiția $I_{C3} = I_{C4}$ și observînd că $R_3 + R_4 = R_5$ se obține:

$$u_o = U_{BE} + \frac{I_{C9} R_1}{2} \tag{6.21}$$

în care înlocuind (6.18) rezultă:

$$u_o = U_{BE} + \frac{R_1 R_7}{2 R_8} \frac{|E^-| - 2 U_{BE}}{R_6 + R_7} \tag{6.22}$$

de unde cu valorile din schemă și cu $U_{BE} = 0{,}7$ V se obține $u_o = 1{,}4$ V ceea ce corespunde tensiunii de tranziție pentru o poartă TTL. Datorită amplificării mari, o variație a tensiunilor de intrare de cca. 1,5 mV deplasează tensiunea de ieșire din această stare nehotărîtă într-una din stările limită (v. fig. 6.34). Rezoluția garantată de fabricant în întregul domeniu de temperatură este 2 mV. Pentru recuperarea întregii tensiuni diferențiale de la ieșirea primului etaj se folosește ideea întîlnită deja la amplificatorul operațional μA 709. Amplificatorul inversor constituit din tranzistoarele T_3, T_5 cu reacție negativă prin R_1 fixează potențialul colectorului lui T_1 și determină prin inversarea fazei tensiunii la emitorul lui T_5 apariția întregii tensiuni diferențiale la baza lui T_4. Pentru limitarea tensiunii maxime furnizate la ieșire, atunci cînd T_4 este tăiat, funcționează dioda de limitare T_6. Pentru tăierea

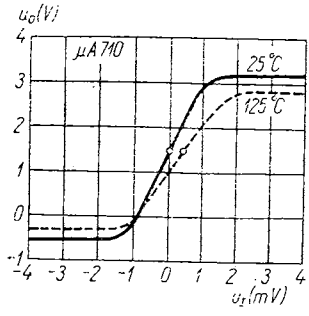


Fig. 6.34. Caracteristica de transfer a comparatorului μA 710.

lui T_4 este suficientă o tensiune diferențială de intrare de 100 mV, și într-o primă aproximație se poate neglija față de căderile de tensiune pe R_1, R_2 presupunînd că prin R_1 trece și în această situație curentul PSF. Tensiunea maximă se poate determina aproximativ neglijînd curenții de bază pentru tranzistoarele T_3, T_5, T_7 și înlocuind grupul R_3, R_5, T_6 cu circuitul echivalent Thévenin. Tensiunea la baza lui T_5 este:

$$u_{B5} = U_Z + U_{BE3} + R_1 I_{C1} + U_{BE5}. \quad (6.23)$$

Tensiunea la emitorul lui T_6 este:

$$u_{E6} = u_{B5} + \frac{R_4}{R_4 + \dfrac{R_3 R_5}{R_3 + R_5}} \left(E^+ - U_{BE6} \frac{R_3}{R_3 + R_5} - u_{B5} \right) \quad (6.24)$$

și în fine,

$$u_O^H = u_{E6} + U_{BE6} - U_{BE7} - U_Z. \quad (6.25)$$

Înlocuind cu valorile din schemă se găsește $u_O^H \simeq 3{,}45$ V, valoare care este compatibilă cu nivelul logic „1" pentru circuite TTL. Cealaltă stare de ieșire se obține la saturarea tranzistorului T_4 și este:

$$u_O^L = U_Z + u_{CE\,sat4} - U_{BE7} - U_Z. \quad (6.26)$$

Tranzistorul T_8 cu baza la masă rămîne nesaturat pentru $u_O^L \simeq 0{,}5$ V. Atunci cînd ieșirea se conectează la o poartă TTL, valoarea maximă a curentului absorbit este I_{C10}, deci *comparatorul are o sortanță unitară. Cu prețul reducerii amplificării și al creșterii puterii disipate,* se poate conecta între ieșire și E^- o rezistență care să absoarbă curentul suplimentar pînă la o *sortanță egală cu 2*

$$R = \frac{|E^-|}{2\,I_I^L - I_{C10}} = \frac{6\text{ V}}{3{,}2\text{ mA} - 2{,}65\text{ mA}} = 10\,\text{k}\Omega. \quad (6.27)$$

Răspunsul în frecvență al comparatorului μA 710 reprezentat în figura 6.35 este net deosebit față de AO. Se observă o *frecvență limită superioară la* — 3dB *comparabilă cu frecvența de tranziție a amplificatoarelor operaționale obișnuite, ca și existența unui al doilea pol la înaltă frecvență pentru amplificare mare.*

● **Comparatorul μA 711.** La foarte scurt timp după μA 710 a fost realizat comparatorul μA 711 [7] care se produce actualmente și la IPRS cu indicativul CLB 2711. Este un *comparator dublu,* cu o schemă foarte asemănătoare, așa cum se poate vedea din figura 6.36 în care sînt figurate un singur comparator și circuitul comun de ieșire. (T_9, Z_1' și Z_3' aparțin celui de-al doilea comparator). **Prima deosebire** esențială este *prezența tranzistorului T_6 care limitează saturarea tranzistorului T_4 și reduce pe această cale timpul de stocare la comutarea acestuia.* Saturarea tranzistorului T_4 intervine la blocarea tranzis-

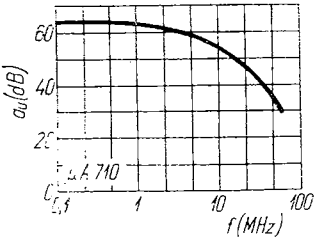


Fig. 6.35. Răspunsul în frecvență al comparatorului μA 710.

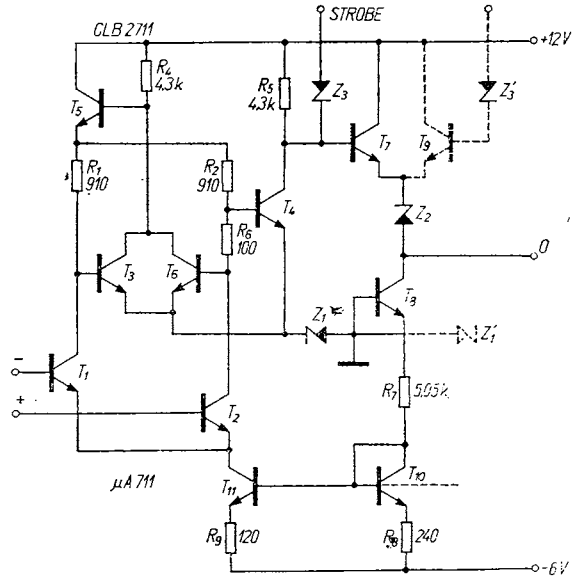


Fig. 6.36. Schema comparatorului dual μA 711.

torului T_2, cînd căderea de tensiune pe R_6 este practic nulă și intrarea lui T_6 este polarizată cu o tensiune practic egală cu u_{BE4}. Prin deschiderea lui T_6 crește căderea de tensiune pe R_4 și se reduce curentul de bază al tranzistorului T_4. Pentru a asigura totuși saturarea la limită a lui T_4, în vederea garantării tensiunii de ieșire în stare logică „0", aria tranzistorului T_6 a fost aleasă mai mică decît a tranzistoarelor T_3, T_4. În zona liniară căderea de tensiune $i_{C2}R_6$ menține tranzistorul T_6 blocat. **A doua deosebire** este *posibilitatea strobării și conectarea celor două comparatoare la un circuit comun de ieșire care realizează funcția logică SAU.* Ridicarea potențialului la emitorul lui T_7 sau al lui T_9 antrenează prin Z_2 ridicarea potențialului ieșirii. Prin legarea intrării de STROBE la o tensiune u_{STR} se deschide Z_3, limitînd creșterea tensiunii bazei la mărimea $u_{STR} + U_Z$ și tensiunea de ieșire se menține la valoarea $u_{STR} + U_Z - U_{BE} - U_Z = u_{STR} - U_{BE}$. În particular, cînd $u_{STR} = 0$, ieșirea se găsește în starea logică „0". Dacă u_{STR} ia o valoare de minimum +3 V tensiunea de ieșire poate atinge 2,3 V, ceea ce corespunde nivelului logic „1" la ieșire. Pînă la 8 comparatoare pot avea ieșirile legate împreună realizîndu-se funcția „SAU CABLAT" nivelele tensiunii de ieșire rămînînd în limite admisibile pentru circuite DTL sau TTL. Totuși, strict vorbind, ieșirea unui singur comparator nu este compatibilă TTL deoarece, cum se poate vedea din schemă, aici curentul I_{C10} este numai cca. 0,9 mA. Pentru asigurarea unei sortanțe unitare, între ieșire și E^-, trebuie conectată o rezistență exterioară mai mică de 8,6 kΩ.

Răspunsul tranzitoriu din cele două stări saturate este reprezentat în figurile 6.37, 6.38 pentru diferite valori ale depășirii. Se remarcă *absența unui timp de stocare* la comutarea din: „1" în „0", deci un timp de răspuns cu cca. 20 μs mai mic. În aplicații rapide se recomandă alegerea tranziției active din starea „1" în starea „0". Comparînd cu răspunsul comparatorului cu μA 709 (fig. 6.30, 6.31) se remarcă *o reducere cu două ordine de mărime a timpului de răspuns.*

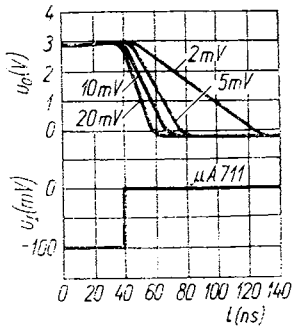


Fig. 6.37. Răspunsul comparatorului μA 711 la comutarea în „0" logic.

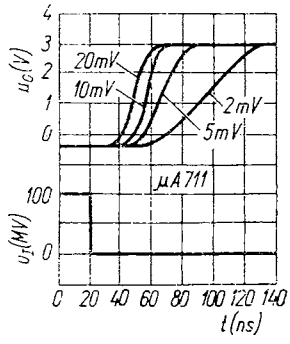


Fig. 6.38. Răspunsul comparatorului μA 711 la comutarea în „1" logic.

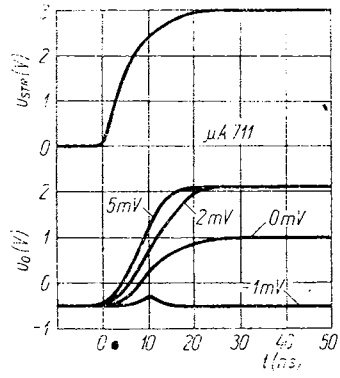


Fig. 6.39. Răspunsul comparatorului μA 711 la comanda STROBE.

Răspunsul comparatorului la comanda STROBE este și mai rapid, așa cum se poate vedea în figura 6.39 pentru diferite depășiri. Ușoara creștere a tensiunii pentru — 1 mV se datorează efectelor combinate de derivare a frontului impulsului de comandă pe condensatoarele interne și externe. Cablajul trebuie proiectat în vederea obținerii unei capacități de cuplaj minime între conductoarele STROBE și intrări.

Aceste comparatoare, din prima generație, sînt produsul opțiunii în favoarea unui timp de răspuns minim, în conformitate cu cerințele circuitelor logice TTL și ale memoriilor cu ferite pentru care au fost produse în principal. *Pentru aplicații care admit timpi de răspuns mai mari dar,* în schimb, pretind *curenți de intrare mai mici sau puteri disipate mai reduse, opțiunea poate fi diferită,* iar progresele tehnologice intervenite între timp oferă posibilități noi.

În continuare, spre exemplificare, vor fi prezentate pe scurt încă două comparatoare.

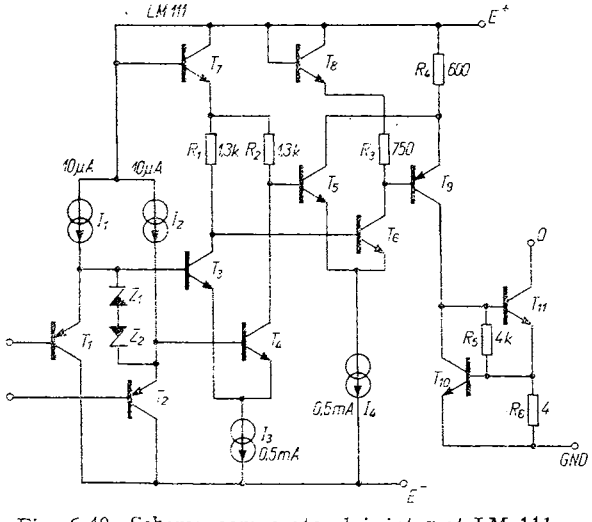


Fig. 6.40. Schema comparatorului integrat LM 111.

● Primul este **comparatorul LM 111,** a cărui schemă simplificată este dată în figura 6.40. Este un comparator contemporan cu *generația a II-a* de amplificatoare operaționale care a dispus de tranzistoare *pnp* laterale cu amplificare statică de curent mare (60—100). Aceste tranzistoare, cu o tensiune de străpungere *E—B* de ordinul 70 V, asigură repetorului diferențial de intrare o tensiune de mod comun de ±15 V și ±30 V pe mod diferențial

ceea ce, în condițiile alimentării la ± 15 V, exclude posibilitatea defectării circuitului de intrare. Domeniul tensiunii de intrare pe mod comun, pentru funcționare normală este $(E^- + 0{,}4\ \text{V}) \div (E^+ - 1{,}1\ \text{V})$ fiind determinat de saturarea surselor de curent din emitoarele primelor două etaje diferențiale. Etajul de intrare asigură un curent de intrare de maximum 150 nA atîta vreme cît diodele Z_1, Z_2 sînt blocate. Aceste diode, necesare pentru protecția tranzistoarelor T_3, T_4 din primul etaj diferențial amplificator, sînt responsabile pentru alura neobișnuită a caracteristicii curentului de intrare (figura 6.41). Al doilea etaj diferențial T_5, T_6 atacă joncțiunea de intrare a tranzistorului T_6. Curentul acestui tranzistor la tensiune diferențială de intrare nulă, deci curenți egali prin T_5, T_6, admițînd $U_{BE_8} = U_{BE_9}$ și neglijînd I_{B9}, se poate determina din relația:

$$R_4(i_{C5} + i_{E9}) = R_3 i_{C6}. \tag{6.28}$$

Avînd în vedere că la echilibru $i_{C5} = i_{C6} = \dfrac{I_4}{2} = 0{,}25$ mA și înlocuind valorile din schemă se găsește $i_{C9} \simeq i_{E9} \simeq 62{,}5$ μA. Acest curent se aplică bazei tranzistorului de ieșire „OPEN COLLECTOR", T_{11}, asigurînd un curent de colector $\beta_{F11} i_{C9} = (200 \div 250) \cdot 62{,}5\ \mu\text{A} = 12{,}5 \div 15{,}6$ mA. Atunci cînd T_5 se taie, curentul prin T_9 ia valoarea maximă care se poate determina în ipoteza de mai sus, cu condiția $i_{C6} = I_4$ din relația:

$$I_4 R_3 = R_4 i_{E9} \tag{6.29}$$

ceea ce cu valorile din schemă duce la un $i_{C9} \simeq 0{,}625$ mA și la un curent prin T_{11} de $125 \div 156$ mA. Pentru evitarea oricăror neplăceri, tranzistorul T_{10} funcționează ca tranzistor limitator de curent pentru valoarea curentului maxim de mai sus:

$$u_{BE10} = R_6 i_{E11}, \quad \text{de unde} \quad i_{E11} = \frac{0{,}6\ \text{V}}{4\,\Omega} = 0{,}15\ \text{A}.$$

Datorită acestui circuit de limitare se admite aplicarea unui scurtcircuit între ieșire și tensiunea pozitivă E^{++} pe durata a 10 s. Valoarea curentului maxim garantat în condiții de lucru este 50 mA, ceea ce corespunde unei sortanțe de 30 (TTL). Tranzistorul T_{11} este garantat pentru o tensiune de străpungere de 50 V.

Pentru amplificare maximă, terminalul GND se conectează la masă, iar sarcina de la ieșire la o tensiune pozitivă E^{++} (care poate fi diferită de E^+), T_{11} funcționînd ca etaj inversor cu emitorul la masă. Tranzistorul final poate fi conectat și ca repetor pe emitor, conectînd borna *O* la E^+ și borna *GND* printr-o rezistență de sarcină la masă, ieșirea preluîndu-se de la *GND*. *Comanda în curent a etajului de ieșire, posibilitatea conectării emitorului la un potențial la alegere prin intermediul bornei GND, ca și libertatea în alegerea lui E^{++} asigură acestui comparator compatibilitatea cu toate familiile de circuite integrate logice.*

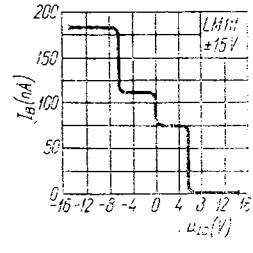


Fig. 6.41. Caracteristica curenților de intrare în comparatorul LM 111.

● Al doilea exemplu este **comparatorul cuadruplu**, de mică putere consumată cu posibilitatea funcționării de la o singură sursă de alimentare, LM 339 (βA 339). Schema simplificată a unuia din cele 4 comparatoare de pe o pastilă de siliciu este reprezentată în figura 6.42.

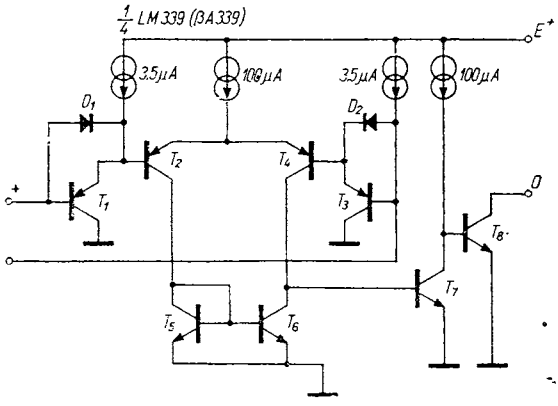


Fig. 6.42. Schema comparatorului integrat cuadruplu LM 339.

Acest comparator, contemporan cu *generația a III-a* de AO *este optimizat pentru rezoluție bună, curenți de polarizare mici, putere consumată mică, rezultînd un timp de răspuns relativ mare.*

Folosind la intrare un etaj diferențial Darlington cu tranzistoare *pnp* se asigură acceptarea unei tensiuni de intrare pe mod comun egală cu E^+ și funcționarea la tensiune de intrare nulă. Diodele D_1, D_2, nu au un rol de protecție deoarece tranzistoarele *pnp* au $U_{BESTR} > 60$ V, ci de accelerare a comutării pentru variații pozitive rapide ale tensiunii de intrare, cînd tranzistoarele T_1 sau T_3 se pot tăia. Prin deschiderea diodelor D_1 sau D_2 tensiunile la bazele tranzistoarelor T_2 sau T_4 pot crește rapid, cu toate că acum etajul de intrare nu mai beneficiază și de amplificarea tranzistoarelor de intrare.

Amplificarea în tensiune este distribuită pe trei etaje T_5—T_6, T_7, T_8. Amplificarea ultimului etaj depinde de rezistența de sarcină. Pentru $R_L \geqslant$ $\geqslant 15$ kΩ, amplificarea de tensiune tipică este $2 \cdot 10^5$. Tranzistorul de ieșire OPEN COLLECTOR nu are circuite de limitare a curentului asigurînd o tensiune de saturație mică (10 mV la 100 μA) și un curent rezidual foarte mic ($I_{CER} < 1$ μA la $u_o = 30$ V), ceea ce permite realizarea funcției „ȘI CABLAT" și chiar a unor comutatoare analogice la masă pentru curenți mici. Principalii parametri ai comparatoarelor descrise și, în plus, ai comparatorului rapid LM 160 sînt concentrați în tabelul 6.3.

6.2.3. CÎTEVA APLICAȚII TIPICE

● În figurile 6.43, 6.44 sînt reprezentate schemele a două **comparatoare „cu fereastră"**, *cu semnalizare printr-o lampă cu incandescență.* Comportarea diferită a celor două comparatoare se explică prin caracterul diferit al circuitelor de ieșire la CLB 2711 și βA 339. Primul permite realizarea strictă a funcției „SAU CABLAT", în timp ce al doilea permite realizarea funcției „ȘI CABLAT", denumită în cele mai multe lucrări în mod eronat ca „SAU CABLAT" (vezi [8]).

Rezistențele de intrare trebuie să se găsească în raportul indicat în scheme pentru minimizarea erorilor determinate de curenții de polarizare. Existența lor este impusă de necesitatea limitării curenților de intrare la aplicarea unor tensiuni de intrare mari, iar valoarea lor ideală este valoarea minimă admisibilă.

Tabelul 6.3

Principalii parametri ai unor comparatoare integrate monolitice

	μA 711	LM 111	LM 339	LM 160
Curent de polarizare la intrare(μA)	75	0,1	0,1	20
Tensiunea de decalaj la intrare(mV)	3,5	3	5	5
Rezoluția (TTL) (mV)	2	0,02	0,05	1
Tensiuni de intrare admisibile – pe mod comun (V) – pe mod diferențial (V)	 ±5 ±5	 ±13 ±30	 34 36	 ±4 ±5
Sortanța	1 TTL	10 TTL	2 TTL	4 TTL
Alimentarea (V)	+12, −6	±2,5÷±18	2÷36	±4,5÷±6,5
Putere consumată (mW)	200	150	2	150
Timpul de răspuns la depășiri de 5 mV (ns)	40	300	1 300	15

● **Comutarea automată a comparatorului dual μA 711.** Figura 6.45 reprezintă un comparator al unei tensiuni variabile u_I cu două valori de referință E_{R1}, E_{R2} care se comută alternativ de la un comparator la altul prin aplicarea unor comenzi „STROBE" complementare de la un circuit basculant bistabil, comandat chiar de comparator prin tranziția pozitivă. Pentru evitarea unor basculări parazite la comutare, impulsul pozitiv de la ieșirea comparatorului este lărgit prin sarcina stocată în $C_L = 100$ pF. Procedeul se aplică și la citirea memoriilor cu ferite [7] și se bazează pe încărcarea rapidă a condensatorului prin repetorul T_7 și descărcarea mai lentă prin curentul constant al tranzistorului T_8 (fig. 6.36.). Autorizarea unui anumit comparator se poate forța acționînd pe intrările $\bar{S}$ sau $\bar{R}$ ale bistabilului.

În cazul comparatoarelor cu ieșire „OPEN COLLECTOR" strobarea se poate realiza la ieșire cu ajutorul unui tranzistor comutator T_S, așa cum este figurat cu linie punctată în figura 6.44.

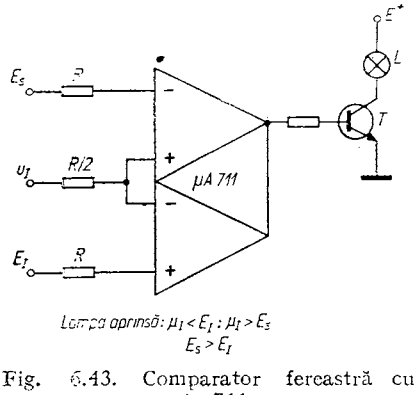


Fig. 6.43. Comparator fereastră cu μA 711.

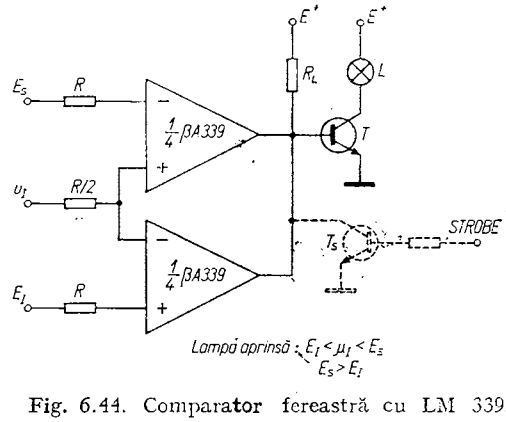


Fig. 6.44. Comparator fereastră cu LM 339.

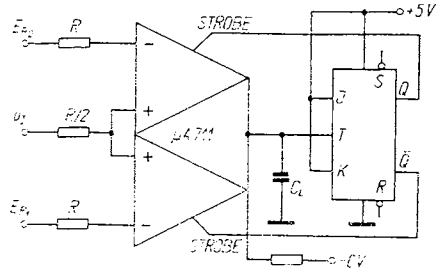


Fig. 6.45. Comutarea automată a comparatorului dual, μA 711.

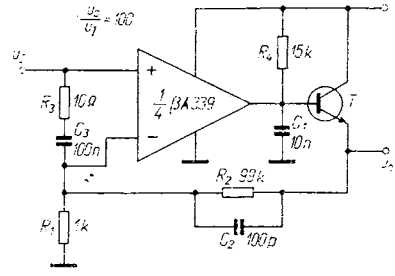


Fig. 6.46. Comparatorul LM 339 utilizat ca amplificator operațional.

● **Comparatorul LM 339 utilizat ca amplificator operațional.** După cum amplificatoarele operaționale pot juca rol de comparatoare și acestea din urmă se pot folosi ca AO. Ideea este tentantă, mai ales atunci cînd rămîne liber un comparator dintr-o capsulă sau cînd este necesară o bună urmărire termică între un comparator și un AO. Dificultatea este absența oricărei compensări sau acces în puncte potrivite pentru compensare, la majoritatea comparatoarelor compensarea în frecvență fiind posibilă doar în exterior; la intrare, la ieșire și în circuitul de reacție. Un comparator βA 339 cu R_4, C_1 — compensare la ieșire, R_3, C_3 — compensare la intrare, R_2, C_2 — compensare în circuitul de reacție avînd valorile din figura 6.46 asigură o frecvență a puterii maxime nedistorsionate $f_{o\,max} \simeq 2$ kHz, comparabilă cu LM 301 compensat cu 30 pF. Pentru aplicații la frecvențe sub 100 Hz este suficientă compensarea la ieșire cu un condensator $C_1 = 0{,}2 \div 0{,}5$ μF.

Cititorul poate găsi alte numeroase aplicații în cataloagele de date ca și în diferitele note de aplicații publicate de firmele producătoare de comparatoare.

6.3. MULTIPLICATOARE ANALOGICE

Strict vorbind, **multiplicatoarele** *nu sînt circuite liniare* deși, adeseori se vorbește despre *„liniaritatea multiplicatorului"*. Fiind un circuit care produce o mărime de ieșire proporțională cu produsul altor două mărimi:

$$z = kxy \tag{6.30}$$

nu i se aplică în general nici relația de proporționalitate, nici principiul superpoziției (k este foctorul de scală). Totuși, *dacă una din intrări este constantă, ieșirea variază liniar cu cealaltă intrare.* Numai în acest sens se poate admite „liniaritatea" multiplicatorului excitat pe o singură intrare.

Pentru un multiplicator în patru cadrane (vezi capitolul introductiv) funcționarea poate fi sugestiv reprezentată geometric în coordonate carteziene ca în figura 6.47. Dacă mărimile de intrare sînt $x \in (-X_M, X_M)$, $y \in \in (-Y_M, Y_M)$ și mărimea de ieșire este z, ecuația (6.30) descrie o cuadrică și anume un paraboloid hiperbolic.

În general, paraboloidul hiperbolic este descris în geometrie prin ecuația:

$$\frac{x^2}{p} - \frac{y^2}{q} = 2z. \tag{6.31}$$

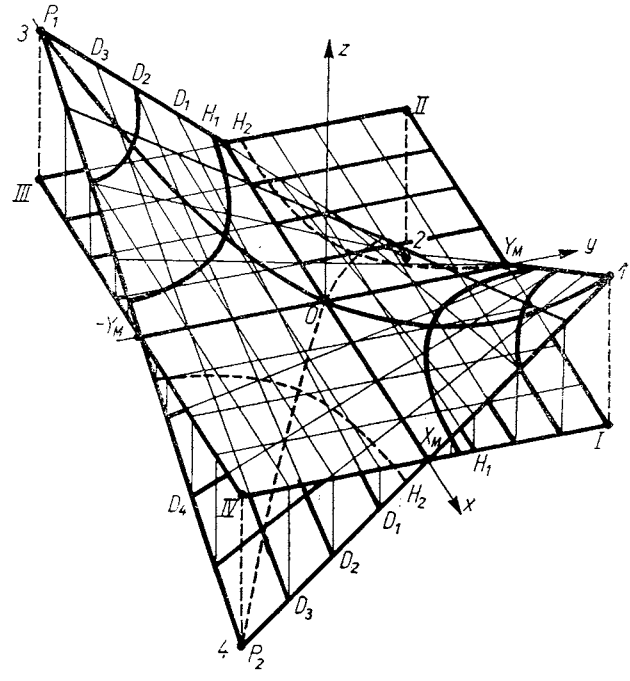


Fig. 6.47. Suprafața caracteristică a unui multiplicator analogic.

Cititorul se poate convinge că printr-o rotație a axelor O_x, O_y cu $\frac{\pi}{4}$ radiani în sens trigonometric și punînd condiția $p = q$ se ajunge la ecuația (6.30) cu $k = 1$.

Această suprafață are două familii de generatoare situate în plane paralele cu axele xOz, yOz. Felul în care o generatoare dezvoltă suprafața se vede mai clar în figură urmărind pozițiile succesive ale dreptei Ox D_1, D_2, D_3 pînă în poziția *34*, corespunzînd lui $-Y_M$; sau pozițiile succesive ale axei Oy pînă în poziția *14* corespunzînd lui X_M. Axele Ox, Oy sînt două generatoare ale suprafeței, originea fiind punctul de șa.

În desen s-au reprezentat cu linie groasă porțiunile paraboloidului hiperbolic sau planului de bază xOy, care se găsesc deasupra. Se remarcă nivelul pozitiv al suprafeței în cadranele I și III și nivelul negativ al paraboloidului hiperbolic în cadranele II și IV.

Intersecția suprafeței cu orice plan $y = kx$ este o parabolă. În figură sînt reprezentate parabolele din planele $x = y$, (P_1) care este deasupra planului axelor și $x = -y$, (P_2) care este sub planul de bază. Intersecțiile cu planele $y = 0$, $x = 0$ dau două parabole degenerate care sînt chiar axele de coordonate Ox, Oy.

Intersecția suprafeței cu orice plan $z = \text{ct}$ este o hiperbolă cu asimptote $x = 0$, $z = \text{ct}$ și $y = 0$, $z = \text{ct}$. În desen apar hiperbola H_1 deasupra planului axelor și H_2 sub acesta.

Dacă o intrare este constantă, ieșirea este liniar variabilă în funcție de cealaltă intrare cu o pantă (amplificare) proporțională cu intrarea constantă.

Dacă cele două intrări sînt egale în modul ($x = y$ sau $x = -y$) ieșirea este proporțională cu pătratul intrării (puncte pe parabolele P_1 sau P_2).

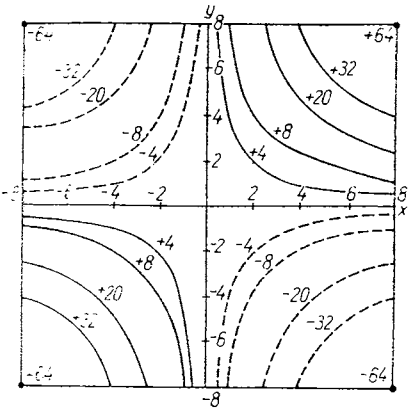


Fig. 6.48. Reprezentare prin proiecție plană a suprafeței caracteristice.

Existența celor două familii de generatoare trebuie corelată cu funcționarea cu o intrare constantă și cu „liniaritatea" multiplicatorului.

Deși există aparate care permit vizualizarea suprafeței de funcționare a multiplicatorului ca în figura 6.47, este mai comodă reprezentarea bidimensională prin curbe de nivel rezultate prin secționarea suprafeței cu plane $z = ct$ O asemenea reprezentare se poate vedea în figura 6.48, în care hiperbolele obținute pentru diferite valori ale lui z sînt proiectate în planul xOy. Cu linie plină s-au reprezentat hiperbolele pentru $z > 0$, iar cu linie punctată pentru $z < 0$.

Pentru multiplicatoarele electronice mărimile de intrare pot fi tensiuni sau curenți, bipolare sau unipolare. Există mai multe tipuri de multiplicatoare electronice analogice:

— *multiplicatoare cu logaritmare, însumarea logaritmilor și antilogaritmare;*
— *multiplicatoare cu modulația impulsurilor în amplitudine și durată;*
— *multiplicatoare cu divizare controlată a curentului.*

În cadrul acestui capitol va fi prezentat doar multiplicatorul cu divizare controlată a curentului deoarece acesta se apropie atît prin principiul de funcționare, cît și prin realizarea practică de circuitele integrate liniare studiate anterior.

6.3.1. MULTIPLICAREA PRIN DIVIZARE DE CURENT CONTROLATĂ PRIN TENSIUNE

Principiul multiplicatorului cu divizare de curent se bazează pe faptul că *diferența curenților de ieșire ai unui divizor de curent controlat liniar este proporțională cu un produs.*

● **Un divizor de curent controlat liniar** este reprezentat simbolic în figura 6.49, *a*. În funcție de mărimea de comandă x curentul I_o se divide în două fracțiuni:

$$i_1 = xI_o, \quad \text{respectiv} \quad i_2 = (1 - x)I_o; \quad x \in [0, 1] \tag{6.32}$$

diferența curenților de ieșire fiind

$$i_1 - i_2 = (2x - 1)I_o. \tag{6.33}$$

Dacă asociem mărimii de comandă x o mărime de intrare X, mărimii I_o o altă mărime de intrare Y și diferenței curenților o mărime de ieșire Z astfel ca:

$$X = k_X(2x - 1); \quad Y = k_Y I_O; \quad Z = k_Z(i_1 - i_2) = k_Z I_Z \tag{6.34}$$

atunci:

$$Z = \frac{k_Z}{k_X k_Y} XY \tag{6.35}$$

ecuație care exprimă funcționarea unui multiplicator dacă se pot controla *factorul de divizare* al curentului x și curentul de intrare în divizor I_o. Contro-

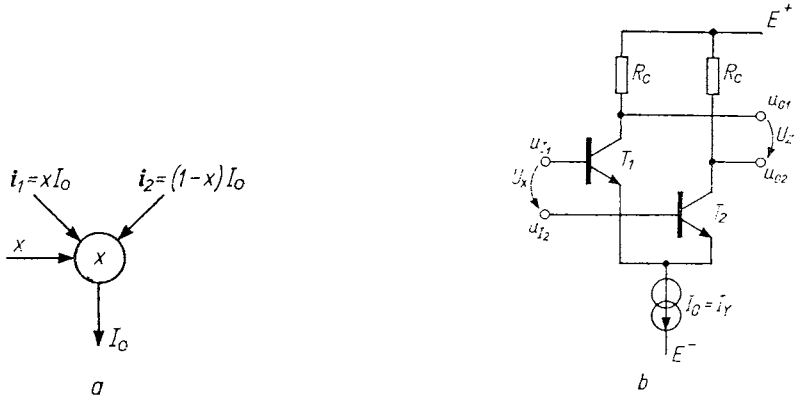


Fig. 6.49. Etajul diferențial cu divizor controlat de curent.

lul factorului de divizare se poate realiza în etaje diferențiale cu tuburi electronice, cu TEC sau cu tranzistoare bipolare, în general orice dispozitiv care permite modificarea unei transconductanțe, de unde și denumirea de „**multiplicator cu transconductanță variabilă**". Considerînd etajul diferențial din figura 6.49, *b* curenții de colector ai celor două tranzistoare vor avea expresiile

$$i_1 = \frac{\alpha I_o}{2}\left(1 + \text{th}\ \frac{u_{I1} - u_{I2}}{2U_T}\right) \tag{6.36}$$

$$i_2 = \frac{\alpha I_o}{2}\left(1 - \text{th}\ \frac{u_{I1} - u_{I2}}{2U_T}\right), \text{ vezi și (3.33).}$$

Considerînd tensiunea diferențială de intrare ca mărime de intrare în divizor $U_X = u_{I1} - u_{I2}$, $\alpha \simeq 1$, factorul de divizare al curentului se poate exprima ca:

$$x = \frac{i_1}{I_o} = \frac{i_1}{I_Y} = \frac{1}{2}\left(1 + \text{th}\ \frac{U_X}{2U_T}\right), \text{ de unde} \tag{6.37}$$

$$2x - 1 = \frac{i_1 - i_2}{I_Y} = \text{th}\ \frac{U_X}{2U_T}. \tag{6.38}$$

Dacă $U_X \ll 2U_T$ păstrînd primul termen din dezvoltarea în serie a funcției th, rezultă $2x - 1 = \dfrac{U_X}{2U_T}$.

Mărimea de ieșire este proporțională cu diferența curenților, deci cu tensiunea diferențială de ieșire.

$$I_Z = i_1 - i_2 \simeq \frac{I_Y U_X}{2U_T} \tag{6.39}$$

$$U_Z = -R_C I_Z \simeq -\frac{R_C}{2U_T} I_Y U_X, \tag{6.40}$$

de unde se vede că *tensiunea de ieșire este proporțională cu produsul mărimilor de intrare.* Acest circuit simplu are următoarele **dezavantaje:**

— *Coeficientul* $-\frac{R_C}{2U_T} = -\frac{qR_C}{2kT}$ *depinde de temperatură;*

— *pentru polarizarea normală a tranzistoarelor curentul* I_Y *trebuie să fie unipolar, deci funcționarea nu este posibilă decît în cadranele* I *și* II*;*

— *răspunsul este liniar în funcție de* I_Y*, dar neliniar cu* U_X, datorită dependenței din relația (6.38), pentru tensiuni comparabile cu U_T.

● Folosind un **circuit cu trei divizoare de curent controlate în tensiune,** conectate ca în figura 6.50, *se poate asigura* **funcționarea în patru cadrane.** Diferența curenților este:

$$I_Z = i_1 - i_2 = yxI_o + (1-y)(1-x)I_o - (1-y)xI_o - y(1-x)I_o = \\ = I_o(2x-1)(2y-1) \tag{6.41}$$

și ținînd seama de (6.38)

$$I_Z = I_o \text{th}\frac{U_X}{2U_T}\,\text{th}\frac{U_Y}{2U_T} \tag{6.42}$$

$$U_Z = -R_C I_Z = -R_C I_o\,\text{th}\frac{U_X}{2U_T}\,\text{th}\frac{U_Y}{2U_T}. \tag{6.43}$$

Admițînd U_X și U_Y mult mai mici ca U_T și păstrînd primii termeni ai dezvoltării în serie pentru th se obține:

$$U_Z = -\frac{R_C I_o}{4U_T^2}. \tag{6.44}$$

În cazul acestui multiplicator *ambele intrări, cît și ieșirea sînt de tensiune.* În comparație cu circuitul precedent apare acum *o funcționare neliniară și în raport cu intrarea Y,* iar *coeficientul multiplicatorului depinde de pătratul temperaturii.*

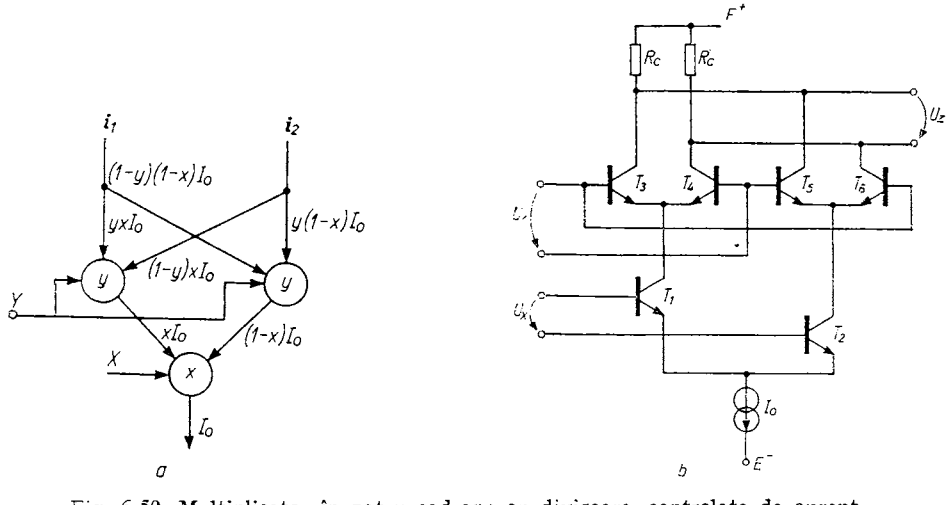


Fig. 6.50. Multiplicator în patru cadrane cu divizoare controlate de curent.

Atît funcționarea neliniară cît și efectul temperaturii se pot elimina prin *utilizarea divizoarelor de curent controlate în curent, cu diodă de polarizare,* după ideea lui B. Gilbert [9].

● Schema **divizorului de curent controlat în curent** și simbolul său sînt reprezentate în figura 6.41, *a* și *b*.

Tranzistoarele T_1, T_4 conectate ca diode sînt polarizate de generatorul I_B și aplică diferența tensiunilor lor u_{BE} în bazele tranzistoarelor divizoare de curent T_2, T_3.

Curenții prin cele două tranzistoare T_1, T_4 pot fi modificați prin curenții comandă I_{y1}, I_{y2}. Ideea simplă de la care a plecat acest circuit a fost *compensarea neliniarității exponențiale cu una logaritmică* după schema:

$$I_y \xrightarrow{\ln} u_{BE1} \longrightarrow u_{BE2} \xrightarrow{\exp} i_1.$$

Ecuația de tensiuni, neglijînd rezistențele serie în bază și emitor și curenții i_{E2}, i_{E4}, pe ochiul cuprinzînd joncțiunile EB pentru $T_1 \dots T_4$, este

$$U_T \ln \frac{I_{y1}}{I_{CS1}} + U_T \ln \frac{yI_O}{I_{ES2}} = U_T \ln \frac{I_{y2}}{I_{ES4}} + U_T \ln \frac{(1-y)I_O}{I_{ES3}}. \qquad (6.45)$$

Notînd:

$$\gamma = \frac{I_{ES1}I_{ES2}}{I_{ES3}I_{ES4}} \text{ se obține} \qquad (6.46)$$

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{y}{1-y} = \gamma \frac{I_{y2}}{I_{y1}} \text{ de unde} \qquad (6.47)$$

$$y = \frac{\gamma I_{y2}}{I_{y1} + \gamma I_{y2}} \text{ și} \qquad (6.48)$$

$$(2y-1) = -\frac{I_{y1} - \gamma I_{y2}}{I_{y1} + \gamma I_{y2}}. \qquad (6.49)$$

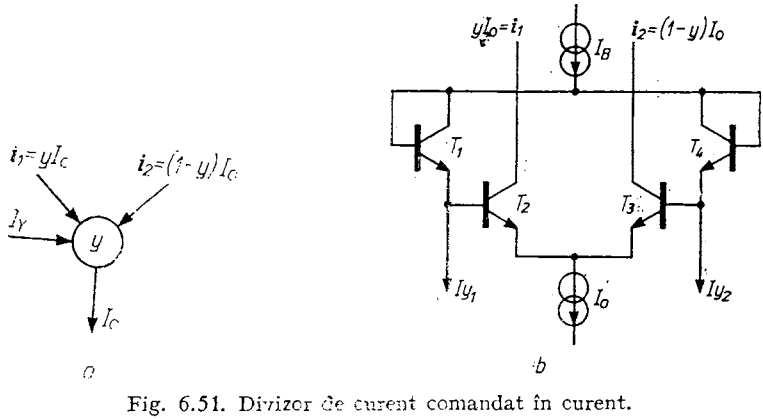


Fig. 6.51. Divizor de curent comandat în curent.

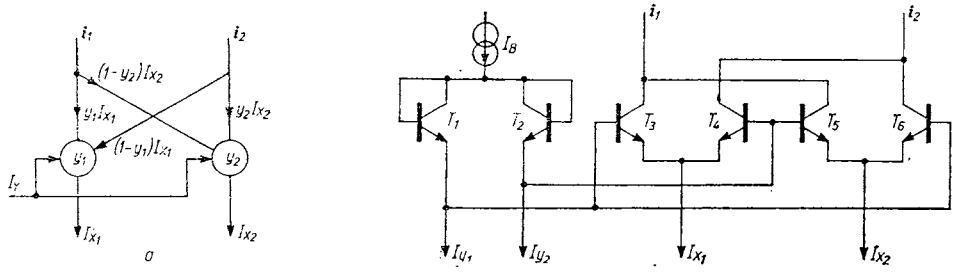


Fig. 6.52. Multiplicator în patru cadrane cu divizor de curent comandat în curent.

Observînd că $I_{y1} + I_{y2} = I_B$, diferența curenților de ieșire va fi

$$I_Z = i_1 - i_2 = (2y - 1)\, I_O = -I_O \frac{(1 - \gamma) + (1 + \gamma)\dfrac{I_{y1} - I_{y2}}{I_B}}{(1 + \gamma) + (1 - \gamma)\dfrac{I_{y1} - I_{y2}}{I_B}}. \quad (6.50)$$

Notînd curentul diferențial de intrare ca parametru de comandă I_Y și I_O ca parametru de intrare I_X se obține:

$$I_Z = -I_X \frac{(1 - \gamma) + (1 + \gamma)\dfrac{I_Y}{I_B}}{(1 + \gamma) + (1 - \gamma)\dfrac{I_Y}{I_B}} \quad (6.51)$$

care pentru tranzistoare de aceeași geometrie și la aceeași temperatură ($\gamma = 1$) se simplifică în forma:

$$I_Z = -\frac{I_X I_Y}{I_B} \quad (6.52)$$

care evidențiază avantajele acestui circuit.

Răspunsul este proporțional cu semnalul pe ambele intrări într-un domeniu foarte larg de curenți. Coeficientul de multiplicare nu mai depinde de temperatură ci de curentul de polarizare al diodelor T_1, T_4.

● Pentru **funcționarea în patru cadrane** se folosește **circuitul cu două divizoare de curent controlate în curent** din figura 6.52 pentru care diferența curenților de ieșire este:

$$I_Z = y_1 I_{x1} + (1 - y_2)\, I_{x2} - y_2 I_{x2} - (1 - y_1)\, I_{x1} = (2y_1 - 1)\, I_{x1} - (2y_2 - 1)\, I_{x2}. \quad (6.53)$$

Din ecuațiile pe ochiul joncțiunilor de intrare în tranzistoare rezultă:

$$I_z = -I_{x1} \frac{(1 - \gamma_1) + (1 + \gamma_1)\dfrac{I_{y1} - I_{y2}}{I_B}}{(1 + \gamma_1) + (1 - \gamma_1)\dfrac{I_{y1} - I_{y2}}{I_B}} + I_{x2} \frac{(1 - \gamma_2) + (1 + \gamma_2)\dfrac{I_{y1} - I_{y2}}{I_B}}{(1 + \gamma_2) + (1 - \gamma_2)\dfrac{I_{y1} - I_{y2}}{I_B}} \quad (6.54)$$

unde:

$$\gamma_1 = \frac{I_{ES1}I_{ES2}}{I_{ES3}I_{ES4}}; \qquad \gamma_2 = \frac{I_{ES1}I_{ES2}}{I_{ES5}I_{ES6}}.$$

În cazul unor tranzistoare de geometrie identică, același profil de impurități și temperaturi egale $\gamma_1 = \gamma_2 \simeq 1$ și

$$I_Z = -\frac{(I_{x1} - I_{x2})(I_{y1} - I_{y2})}{I_B}. \tag{6.55}$$

Notînd mărimile de intrare $I_X = I_{x1} - I_{x2}$; $I_Y = I_{y1} - I_{y2}$

$$I_Z = -\frac{I_X I_Y}{I_B}. \tag{6.56}$$

● **Convertor tensiune - curent cu etaj diferențial cu reacție de curent.** Deoarece mărimile de intrare sînt două diferențe de curenți, circuitul din figura 6.52 trebuie completat cu două convertoare $U - I$. Soluția constă în *folosirea unui etaj diferențial cu reacție negativă în emitor* (fig. 6.53). Tensiunea de comandă la intrare are expresiile:

$$U_X = -U_T \ln\left(\frac{I_O}{I_{x1}} - 1\right) + R'_E(2I_{x1} - I_O); \; U_X = U_T \ln\left(\frac{I_O}{I_{x2}} - 1\right) -$$

$$- R'_E(2I_{x2} - I_O), \tag{6.57}$$

obținute din ecuația tensiunilor între intrări în ipoteza $\alpha \simeq 1$ și cu relația:

$$R'_E = R_E + r_{cc'} + \frac{r_{bb'} + R_g}{\beta + 1}. \tag{6.58}$$

Prin adunarea relațiilor (6.57) rezultă:

$$U_X = U_T \ln\frac{I_{x1}}{I_{x2}} + R'_E(I_{x1} - I_{x2}) \tag{6.59}$$

iar cu notația:

$I_X = I_{x1} - I_{x2}$ se ajunge la:

$$\frac{U_X}{U_T} = \ln\frac{1 + \dfrac{I_x}{I_O}}{1 - \dfrac{I_x}{I_O}} + \frac{R'_E I_O}{U_T}\frac{I_X}{I_O}. \tag{6.60}$$

Neliniaritatea funcției implicite $\frac{I_X}{I_O}$ în funcție de U_X/U_T depinde de mărimea reacției negative în emitor, $R'_E I_O/U_T$ (v. fig. 6.53, *b*). Această neliniaritate se poate pune în evidență prin diferența între raportul curenților expri-

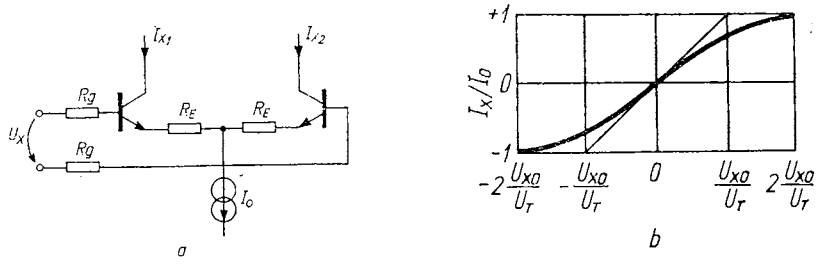


Fig. 6.53. Convertor tensiune-curent cu etaj diferențial cu reacție de curent.

mat de (6.60) și aproximarea liniară. După cum se observă din figura 6.53, *b*, aproximarea liniară cea mai indicată este tangenta în origine cu panta:

$$S_{TO} = \left.\frac{\mathrm{d}\left(\frac{I_X}{I_O}\right)}{\mathrm{d}\left(\frac{U_X}{U_T}\right)}\right|_{\frac{U_X}{U_T}=0} = \frac{1}{2+\frac{R'_E I_O}{U_T}}. \tag{6.61}$$

Neliniaritatea este diferența

$$\delta = S_{TO}\frac{U_X}{U_T} - f\left(\frac{U_X}{U_T}\right) = S_{TO}\frac{U_X}{U_T} - \frac{I_X}{I_O}, \tag{6.62}$$

de unde se mai poate exprima mărimea relativă de ieșire:

$$\frac{I_X}{I_O} = S_{TO}\frac{U_X}{U_T} - \delta \text{ care înlocuită în (6.60) dă}$$

$$\frac{U_X}{U_T} = \ln\frac{1 + S_{TO}\frac{U_X}{U_T} - \delta}{1 - S_{TO}\frac{U_X}{U_T} + \delta} + \frac{R'_E I_O}{U_T}\left(S_{TO}\frac{U_X}{U_T} - \delta\right). \tag{6.63}$$

Dacă prin U_{XO} înțelegem valoarea maximă admisă pentru aproximarea liniară, atunci trebuie îndeplinită condiția:

$$\frac{I_X}{I_O} = S_{TO}\frac{U_{XO}}{U_T} = 1, \text{ de unde}$$

$U_{XO} = \frac{U_T}{S_{TO}} = U_T\left(2+\frac{R'_E I_O}{U_T}\right)$ care înlocuită în (6.63) duce la relația:

$$2\frac{U_X}{U_{XO}} + \frac{R'_E I_O}{U_T}\delta = \ln\frac{1+\frac{U_X}{U_{XO}} - \delta}{1-\frac{U_X}{U_{XO}} + \delta}. \tag{6.64}$$

Variația neliniarității în funcție de tensiunea de intrare raportată la U_{XO} și cu $R'_E I_O/U_T$ ca parametru este reprezentată în figura 6.54. Se observă că

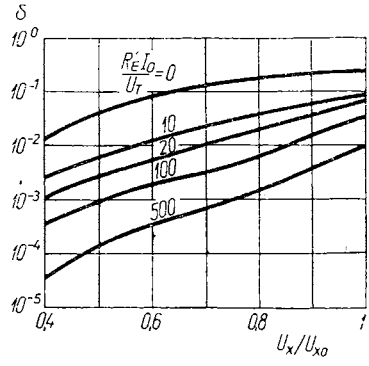


Fig. 6.54. Neliniaritatea convertorului tensiune curent în funcție de tensiunea aplicată și mărimea rezistenței de reacție.

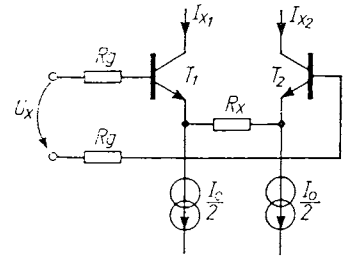


Fig. 6.55. Etaj diferențial cu o singură rezistență de reacție.

pentru R'_E suficient de mare δ va fi mică într-un domeniu destul de larg al tensiunii de intrare. Ținînd seama de aceasta ecuația (6.60) se poate simplifica la forma:

$$\frac{I_X}{I_O} = \frac{U_X}{2U_T + R'_E I_O} \simeq \frac{U_X}{R'_E I_O} \simeq \frac{U_X}{U_{XO}}. \tag{6.65}$$

● **Etaj diferențial cu o singură rezistență de reacție.** Pentru funcționarea echilibrată a convertorului $U-I$ din figura 6.53 cele două rezistențe din emitoare trebuie să fie egale, ceea ce este incomod atunci cînd mărimea reacției negative trebuie ajustată. În practică se preferă schema din figura 6.55 care folosește două generatoare de curent și o singură rezistență. Printr-o transformare triunghi-stea se poate vedea că $R_X = 2R_E$; cu această înlocuire toate relațiile deduse păstrîndu-și valabilitatea.

Înlocuind R'_E cu $\frac{R'_X}{2} = 2r_{ee'} + 2\frac{r_{bb'} + R_g}{1+\beta} + R_X$, se obține:

$$\frac{I_X}{I_O} = \frac{2U_X}{4U_T + R'_X I_O} \simeq \frac{2U_X}{R'_X I_O}. \tag{6.66}$$

Un convertor similar se folosește pe intrarea Y cu un curent de polarizare I_B, obținîndu-se:

$$\frac{I_Y}{I_B} = \frac{2U_y}{4U_T + R'_Y I_B} \simeq \frac{2U_Y}{R'_Y I_B} \tag{6.67}$$

unde:

$$\frac{R'_Y}{2} = R_Y + 2r_{ee'} + 2\frac{r_{bb'} + R_g}{1+\beta}.$$

● Prin *combinarea unui multiplicator comandat în curent cu două convertoare* $U-I$, ca în figura 6.56, se obține un **multiplicator comandat în tensiune pe ambele intrări,** care funcționează liniar pentru un domeniu larg de variație al tensiunii de intrare pentru fiecare intrare, dacă intrarea cealaltă este constantă.

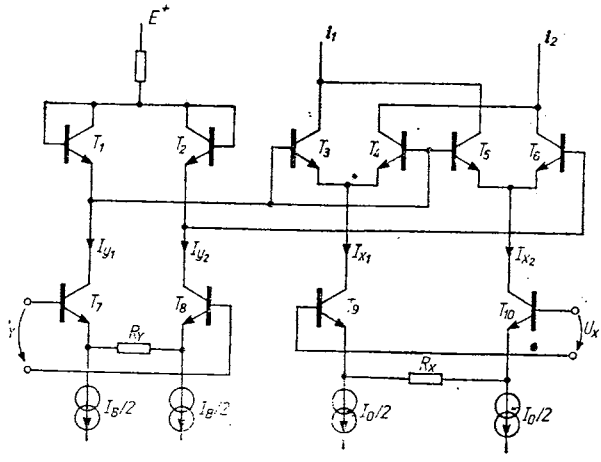


Fig. 6.56. Schema de principiu a multiplicatorului în patru cadrane comandat în tensiune.

În partea superioară se recunoaște multiplicatorul comandat în curent, iar în partea inferioară sînt convertoarele U — I corespunzător celor două intrări. Deoarece produsul este proporțional cu diferența curenților de ieșire $i_1 - i_2$, *pentru a ieși nesimetric din multiplicator este nevoie de un* **circuit scăzător de curenți.**

— O primă posibilitate este **convertorul de curent diferențial-tensiune cu AO** din figura 6.57. Acesta este un *amplificator diferențial de curent,* cum ne putem ușor convinge făcînd transformarea generatoarelor Norton i_C, R_C în generatoare Thévenin și găsind $U_{Th} = i_C R_C$, $R_{Th} = R_C$. În reprezentare Thévenin schema rezultată este a unui *amplificator diferențial de tensiune cu amplificare* $A_U = \dfrac{R_F}{R_C}$. Transimpedanța este $A_Z = R_F$, iar tensiunea de ieșire se poate exprima folosind (6.67), (6.66) ca:

$$U_Z = -I_Z A_Z = -I_O \frac{2U_X}{4U_T + R'_X I_O} \cdot \frac{2U_Y}{4U_T + R'_Y I_B} A_Z \simeq -\frac{4U_X U_Y}{I_B R'_X R'_Y} R_F \quad (6.68)$$

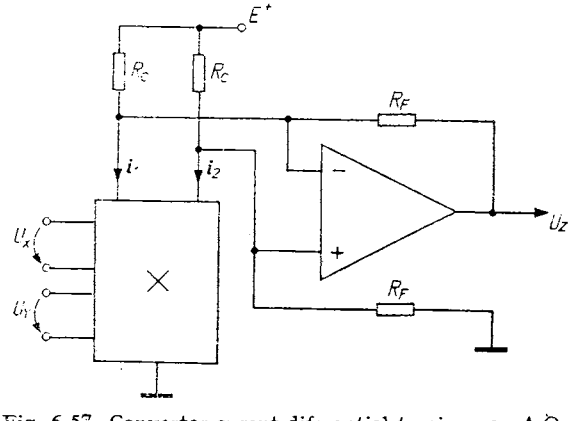


Fig. 6.57. Convertor curent diferențial-tensiune cu A.O.

și prin urmare factorul de scală al multiplicatorului este:

$$k = -\frac{4R_F}{I_B R'_X R'_Y} \cdot \quad (6.69)$$

— O altă posibilitate este **utilizarea a trei oglinzi de curent,** ca în figura 6.58. Admițînd pentru oglinzile de curent un factor de transfer $a_I = 1$ se observă că:

$$U_Z = (i_2 - i_1) R_L = -I_Z R_L \quad (6.70)$$

şi factorul de scală al multiplicatorului va fi:

$$k = \frac{4R_L}{I_B R_X R_Y}. \qquad (6.71)$$

În această variantă *singurul avantaj* este *răspunsul în frecvenţă*. Impedanţa de ieşire este R_L şi aceasta impune un *compromis între factorul de scală şi impedanţa de ieşire, de dorit mică, din multiplicator.*

Pe de altă parte *datorită factorilor de transfer subunitari* ai oglinzilor de curent, *curentul de ieşire nu este chiar* $i_2 - i_1$.

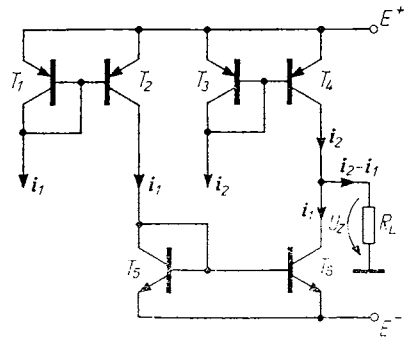


Fig. 6.58. Convertor curent diferenţial-tensiune cu oglinzi de curent.

6.3.3. ERORI ÎN MULTIPLICATOARELE ANALOGICE

Ieşirea oricărui multiplicator real conţine, pe lîngă produsul mărimilor de intrare, un *termen de eroare* dependent de ambele intrări:

$$U_Z = kU_X U_Y + \varepsilon(U_X, U_Y). \qquad (6.72)$$

Luînd în considerare *erorile statice* raportate la cele două intrări U_{XD}, U_{YD} şi decalajul convertorului de ieşire U_{ZD}, eventuale variaţii ale factorului de scală k şi neliniaritatea inerentă a circuitelor, mărimea de ieşire se poate exprima sub forma:

$$U_Z = (k + \Delta k)[(U_X + U_{XD})(U_Y + U_{YD}) + U_{ZD} + f(U_X, U_Y)]. \qquad (6.73)$$

Înmulţind şi grupînd termenii se ajunge la:

$$U_Z = kU_X U_Y + \Delta k U_X U_Y + (k + \Delta k)[U_X U_{YD} + U_Y U_{XD} + U_{XD} U_{YD} + U_{ZD} + f(U_X, U_Y)]. \qquad (6.74)$$

Primul termen din dezvoltare corespunde multiplicatorului ideal, următorii constituind termeni ai erorii $\varepsilon(U_X, U_Y)$ $\Delta \cdot kU_X U_Y$ este termenul de eroare cauzat de modificarea factorului de scală şi se anulează pentru $U_X = 0$ sau $U_Y = 0$. Factorul de scală efectiv înmulţeşte următorii termeni:

— $U_X U_{YD}$ — trecere liniară (feedthrough) prin „X" datorată tensiunii de decalaj la intrarea „Y", U_{YD}, dependent de U_X;

— $U_Y U_{XD}$ — trecere liniară prin „Y" datorată tensiunii de decalaj la intrarea „X", U_{XD}, dependent de U_Y;

— $U_{XD} U_{YD}$ — componentă a decalajului la ieşire datorată decalajelor la intrare, independent de U_X, U_Y;

— U_{ZD} — componentă a decalajului la ieşire proprie convertorului de ieşire, independent de U_X, U_Y.

Toţi aceşti termeni se pot anula prin compensarea erorilor statice U_{XD}, U_{YD}, U_{ZD} şi a factorului de scală, k.

— Termenul rămas $f(U_X, U_Y)$ cumulează trecerile neliniare determinate de abaterile de la caracteristice logaritmice sau exponenţiale, prin căderile de tensiune pe rezistenţele extrinseci $r_{bb'}$, $r_{ee'}$, valorii finite a amplificării de curent — deci curenţilor de bază nenuli ai tranzistoarelor —, neliniarităţii convertoarelor de intrare şi rejecţiei finite a semnalului de mod comun în

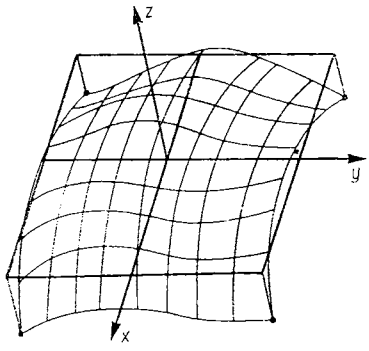


Fig. 6.59. Suprafața caracteristică a erorilor multiplicatorului.

convertoarele de ieșire. O analiză a acestor contribuții în eroarea multiplicatorului se poate găsi în [10].

Suprafața care reprezintă ieșirea unui multiplicator real va fi diferită de un paraboloid hiperbolic. Reprezentarea **diferenței** dintre răspunsul real și cel teoretic va fi o suprafață a erorilor cu un relief denivelat, ondulat și torsionat ca în figura 6.59. Există echipamente care asigură reprezentarea suprafeței erorilor pe ecranul unui osciloscop permițînd reglajul optim al multiplicatoarelor.

6.3.4. AJUSTAREA MULTIPLICATOARELOR ANALOGICE

Din paragraful precedent este evidentă *necesitatea unei ajustări atente a multiplicatoarelor pentru asigurarea unei erori minime în întregul domeniu al mărimilor de intrare.* În cele ce urmează se prezintă modalitatea de **reglare a unui multiplicator cu ajutorul osciloscopului catodic.** Pentru precizie mai mare, acesta va fi înlocuit cu un voltmetru numeric.

1. În prima fază se urmărește anularea decalajului la ieșire U_{ZD}. Conectînd ambele intrări la masă se ajustează decalajul la ieșire pînă la anularea tensiunii U_Z.

2. Se urmărește compensarea decalajului pe intrarea Y în montajul din figura 6.60 aplicînd pe intrarea X o tensiune alternativă de joasă frecvență (sub 1 kHz) cu amplitudine egală cu valoarea maximă admisibilă la intrare. Se ajustează tensiunea de decalaj U_{YD} pentru a obține pe ecranul osciloscopului o dreaptă orizontală.

3. Se ajustează U_{XD} inversînd între ele intrările multiplicatorului și acționînd asupra reglajului U_{XD} pentru ca parabola de pe ecran să fie simetrică față de axa verticală.

4. Se ajustează factorul de scală în montajul din figura 6.61 aplicînd pe intrarea X tensiunea negativă maximă, iar pe intrarea Y o tensiune alternativă de joasă frecvență cu amplitudine egală cu valoarea maximă admisibilă. Urmărind ca răspunsul să fie simetric față de axa verticală se ajustează I_B.

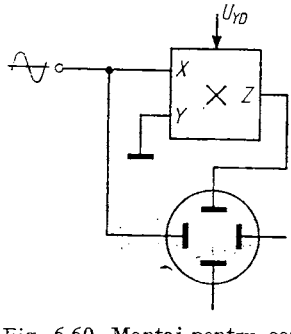


Fig. 6.60. Montaj pentru compensarea decalajului intrării Y.

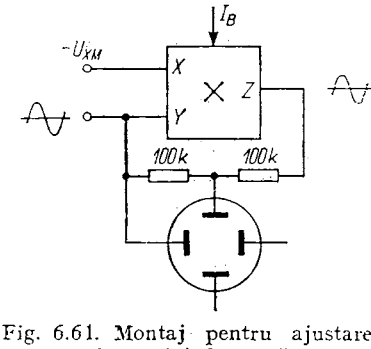


Fig. 6.61. Montaj pentru ajustarea factorului de scară.

În urma acestui reglaj *eroarea reziduală este aceeași în cele patru colțuri ale suprafeței erorilor.* Pentru minimizarea erorii medii se fac de mai multe ori reglajele $1 \div 4$, eventual urmărind răspunsul și pentru alte valori ale lui U_X.

6.3.5. PARAMETRII MULTIPLICATOARELOR

În cataloage sînt specificați diferiți parametri ai multiplicatoarelor, dintre, care o bună parte sînt legați de amplificatoarele diferențiale. Aici vor fi prezentați principalii parametri specifici multiplicatoarelor.

● **Eroarea de liniaritate** este definită ca *modulul abaterii maxime a mărimii de ieșire față de valoarea teoretică,* după ajustarea multiplicatorului, la valoarea maximă a tensiunii pe cealaltă intrare. Se exprimă relativ, în procente față de valoarea maximă a tensiunii de ieșire:

$$\delta_X = 100 \frac{| U_Z - U_X U_Y |_{max}}{U_{Z\,max}} \Bigg|_{U_Y = \pm U_{Y\,max}} \tag{6.75}$$

$$\delta_Y = 100 \frac{| U_Z - U_X U_Y |_{max}}{U_{Z\,max}} \Bigg|_{U_X = \pm U_{X\,max}}.$$

● **Trecerea** (feedthrough) U_{fX}, U_{fY} este *curba erorilor pentru* $Y = 0$, *respectiv* $X = 0$, *definită ca valoare vîrf la vîrf a răspunsului cu o intrare la masă și cealaltă excitată sinusoidal la joasă frecvență cu amplitudine egală cu valoarea maximă:*

$$U_{fX} = | U_{Z\,max} - U_{Z\,min} | \Big|_{\substack{U_X = 0 \\ U_X = U_{X\,max} \sin \omega t}} \tag{6.76}$$

$$U_{fY} = | U_{Z\,max} - U_{Z\,min} | \Big|_{\substack{U_X = 0 \\ U = U_{Y\,max} \sin \omega t}}. \tag{6.77}$$

● **Eroarea parabolică** este definită pentru tensiuni egale pe cele două intrări $U_X = U_Y$ cînd multiplicatorul funcționează ca un circuit de ridicare la pătrat. Este *modulul erorii maxime raportat la domeniul mărimii de ieșire:*

$$\delta_S = 100 \frac{| U_Z - U_X^2 |_{max}}{U_{Z\,max}}. \tag{6.78}$$

● **Factorul de scală** k a fost definit încă în (6.30).

Pentru majoritatea multiplicatoarelor factorul de scală *se alege astfel ca domeniul tensiunii de ieșire să fie egal cu domeniul tensiunilor de intrare* $U_{Zmax} = U_{Xmax} = U_{Ymax}$. În acest fel factorul de scală trebuie să fie $k = \frac{1}{U_{max}}$ și pentru o intrare la tensiunea maximă multiplicatorul are față de cealaltă amplificare unitară. Factorul de scală poate avea variații față de temperatură sau sursele de alimentare exprimate prin:

$$\frac{\Delta k/k}{T}\ (\%/K) \quad ; \quad \frac{\Delta k/k}{\Delta E^+}\ (\%/\mathrm{V}).$$

● **Banda** se *definește separat pentru fiecare intrare, presupunînd intrarea cealaltă constantă.* Se specifică atît frecvența de tăiere la —3 dB, f_0, cît și frecvența de reducere cu un procent al răspunsului $f_{1\%}$.

● **Vectorul eroare de fază** este un parametru care *permite evidențierea defazajelor mici între semnalele de la intrarea, respectiv ieșirea unui multiplicator.* El reprezintă *diferența dintre intrarea și ieșirea multiplicatorului cu amplificare unitară, excitat cu semnal sinusoidal.* Se știe de la diagramele Bode că variația de fază se întinde pe un domeniu mult mai larg decît variația modulului funcției de transfer. Variațiile mici de fază pot apărea înainte ca modulul să se modifice sensibil.

Vectorul eroare de fază pentru defazaje mici φ se exprimă de exemplu pentru intrarea X ca:

$$\varepsilon_{\varphi X} = U_X - U_Z = U_{X\,max} \sin \omega t - \frac{1}{U_{X max}} U_{Y\,max} U_{X\,max} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.79)$$

$$\varepsilon_{\varphi X} = U_{X\,max} [\sin \omega t - \sin(\omega t - \varphi)] = U_{X\,max}\, 2 \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right) \sin \frac{\varphi}{2} \quad (6.80)$$

care pentru defazaje mici se simplifică la

$$\varepsilon_{\varphi X} = U_{X\,max}\, \varphi \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right). \quad (6.81)$$

Proporționalitatea între mărimea acestui vector și φ, explică denumirea sa. Amplitudinea vectorului eroare de fază se exprimă de cele mai multe ori în procente, raportată la domeniul de ieșire:

$$\varepsilon_{\varphi X}(\%) = 100\, \varphi. \quad (6.82)$$

Pentru o amplitudine relativă admisibilă de 1% defazajul este $\frac{1}{100}$ rad, adică 0,573°. De obicei, pentru această valoare limită se dă în cataloage frecvența maximă admisibilă f_φ, în general mult mai mică decît $f_{1\%}$.

6.3.6. MULTIPLICATOARE INTEGRATE MONOLITIC

● Primul **multiplicator integrat monolitic,** produs în 1969, este **MC 1595** cu schema din figura 6.62. Față de figura 6.56 discutată în 6.3.1, trebuie precizate următoarele diferențe:

— etajele de intrare ale convertoarelor tensiune-curent sînt realizate cu tranzistoare compuse Darlington;

— alimentarea în curent a divizoarelor este desenată explicit; polarizarea acestora se face cu oglinzile multiple de curent T_5, T_6, T_{19} și T_7, T_8, T_{20} care permit fixarea curenților $I_{B/2}$ respectiv $I_{O/2}$ cu rezistențe exterioare conectate la masă.

Parametrii amplificatorului MC 1595 sînt concentrați în tabelul 6.4.

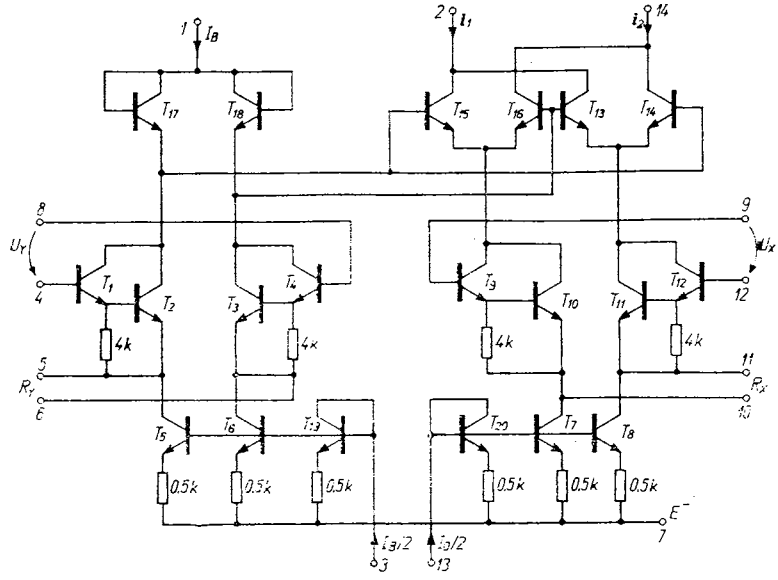


Fig. 6.62. Schema multiplicatorului monolitic integrat MC 1595.

Tabelul 6.4

Principalii parametri ai multiplicatoarelor

Tensiuni maxime de intrare pe MC ($U_{I\,C\,max}$)	MC 1595 ± 13 V	AD 530 $> \pm 10$ V
Curenți de polarizare la intrare I_{BX}, I_{BY}, I_{BZ}	2 μA, 2 μA	0,6μA, 0,6 μA, 1μA
Impedanța de intrare	20 MΩ	10 MΩ, 6 MΩ,36k μ
Neliniaritatea δ_X, δ_Y	1%, 1%	0,5%, 0,5%
Trecerea prin X respectiv Y, U_{fX}, U_{fY}	30 mV, 30 mV	30 mV, 30 mV
Frecvența de tăiere la 3 dB, f_0	3 MHz	1 MHz
Frecvența pentru eroare de fază 1%, f_φ	30 kHz	5 kHz
Frecvența de tăiere 1%, $f_{1\%}$	—	75 kHz
Tensiunile de alimentare	+32V, +15V−15V	± 15 V

În figura 6.63 este reprezentată o schemă completă de multiplicator cuprinzînd convertorul de ieșire și circuitele de ajustare. Divizoarele rezistive R_1, R_2 și R_3, R_4 împreună cu potențiometrele P_1, P_2 aplică la bazele tranzistoarelor T_4, respectiv T_{12} o tensiune mică reglabilă care permite compensarea decalajelor convertoarelor tensiune-curent, iar P_3 asigură prin R_{10} compensarea decalajului AO. Factorul de scală se ajustează prin intermediul I_B din R_B.

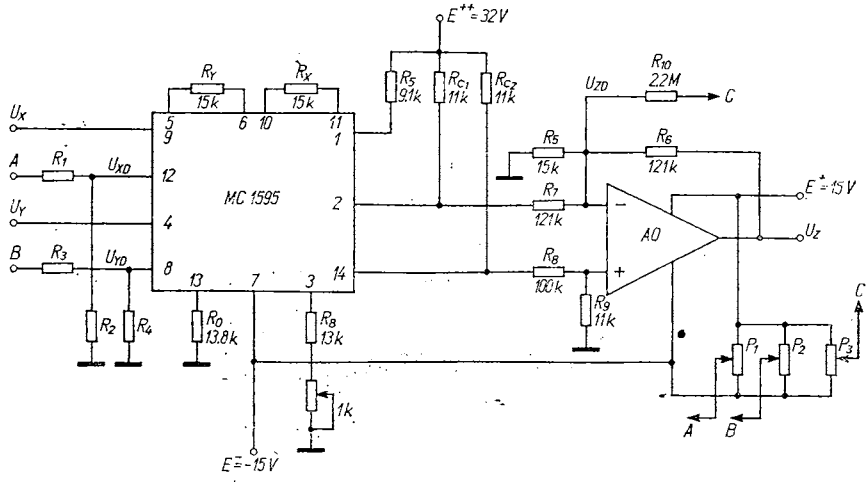


Fig. 6.63. Schema unui multiplicator complet cu MC 1595.

● Un alt **multiplicator** de largă utilizare este **AD 530,** a cărui schemă este prezentată în figura 6.64. Acesta include într-un circuit integrat hibrid şi amplificatorul diferenţial de ieşire şi circuitele divizoare pentru compensarea tensiunilor de decalaj. Multiplicatorul de bază şi amplificatorul sînt CI monolitice, pe cînd rezistenţele amplificatorului diferenţial şi circuitelor de ajustare sînt rezistenţe peliculare cu straturi subţiri pentru o mai bună precizie şi stabilitate.

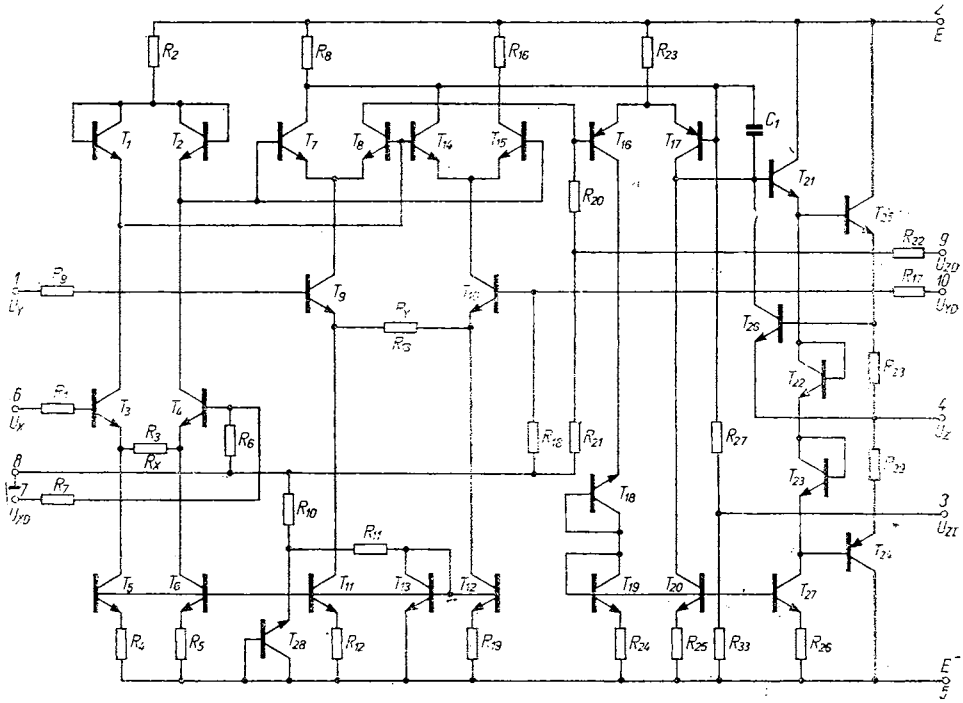


Fig. 6.64. Schema multiplicatorului integrat AD 530.

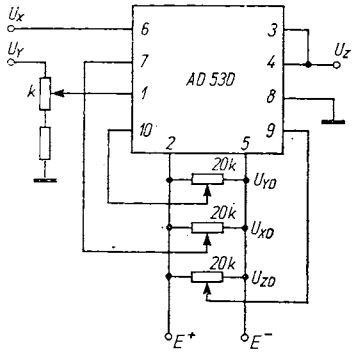


Fig. 6.65. Schema multiplicatorului complet cu AD 530.

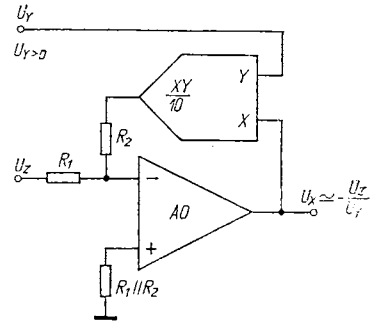


Fig. 6.66. Divizor analogic cu multiplicator în calea de reacție.

Pentru realizarea unui multiplicator complet, AD530 nu are nevoie decît de 4 potențiometre exterioare pentru ajustarea decalajelor și a factorului de scală, cum se vede în figura 6.65.

6.3.7. APLICAȚII ALE MULTIPLICATOARELOR ANALOGICE

Multiplicatoarele analogice sînt circuite foarte versatile aplicațiile lor acoperind domenii din cele mai diverse: *calcul analogic în instalații de măsurare și control, modulația și demodulația MA, MF, MP, multiplicatoare de frecvență, controlul electric al amplificării, controlul electric al acordului filtrelor, generarea semnalelor* etc. În cele ce urmează vor fi prezentate doar cîteva aplicații tipice.

● Circuitul din figura 6.66 reprezintă un **divizor analogic** pentru tensiunile aplicate intrărilor Z și Y, ieșirea preluîndu-se de la AO (intrarea X a multiplicatorului). Considerînd AO ideal și factorul de scară al multiplicatorului $k = 1/10$ se poate scrie relația:

$$\frac{U_Z}{R_1} = -\frac{U_X U_Y}{10\,R_2}, \text{ de unde } U_X = -\frac{10\,R_2}{R_1}\frac{U_Z}{U_Y}. \qquad (6.83)$$

Pentru a menține domeniul celor trei tensiuni neschimbat, se impune $10\,R_2 = R_1$. Tensiunea pe intrarea Z poate fi bipolară. Tensiunea pe intrarea Y trebuie să fie pozitivă pentru ca reacția să rămînă negativă.

Suprafața erorilor divizorului analogic este inversă față de suprafața erorilor multiplicatorului. Dacă multiplicatorul este ajustat pentru eroare minimă în jurul originii, eroarea divizorului va fi maximă în acest domeniu. Oricum, este evident din (6.83) că pentru valori finite ale U_X, trebuie menținută o tensiune $U_Y \geqslant U_{Y\,min}$.

● Figura 6.67 reprezintă conectarea multiplicatorului ca **circuit de ridicare la pătrat.** Dacă tensiunea de intrare este sinusoidală de frecvență ω, tensiunea de ieșire va conține doar armonica a doua:

$$(\cos \omega t)^2 = \frac{1 + 2\cos \omega t}{2}. \qquad (6.84)$$

Deci amplificatorul poate funcționa datorită „liniarității" sale bune ca *dublor de frecvență, fără filtru suplimentar.*

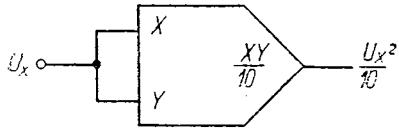


Fig. 6.67. Circuit analogic pentru ridicare la pătrat.

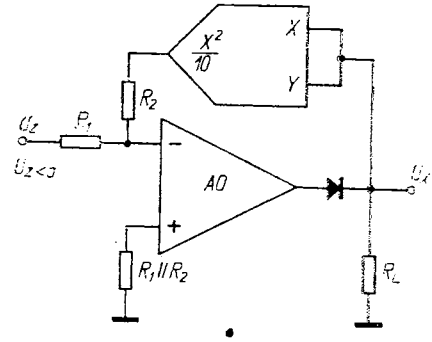


Fig. 6.68. Circuit analogic pentru extragerea rădăcinii pătrate.

● **Circuitul analogic pentru extragerea rădăcinii pătrate** din figura 6.68 generează la ieșire o tensiune proporțională cu rădăcina pătrată a tensiunii aplicate la intrare. Într-adevăr considerînd AO ideal se poate scrie relația:

$$\frac{U_Z}{R_1} = -\frac{U_X^2}{10\,R_2}, \text{ de unde } U_X = \sqrt{\frac{10\,R_2}{R_1}(-U_Z)}. \tag{6.85}$$

Dioda montată în circuit împiedică aplicarea unei reacții pozitive în cazul inversării polarității tensiunii U_Z.

● Schema din figura 6.69 reprezintă un **filtru trece-jos cu banda comandată electric** *prin tensiunea* U_Y. Suma curenților la intrare inversoare a AO este nulă

$$\frac{u_I}{R_1} + \frac{u_O}{R_2} + sCU_X = 0$$

dar $U_X = \frac{10\,u_O}{U_Y}$ și înlocuind se poate calcula amplificarea complexă:

$$A(s) = \frac{u_O}{u_I} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1 + \frac{10}{U_Y}sCR_2}. \tag{6.86}$$

Se vede că *frecvența polului se poate modifica liniar prin tensiunea* U_Y. Principiul ilustrat aici se poate aplica și filtrelor trece-sus sau trece-bandă cu mai mulți poli, în vederea realizării unor filtre acordabile electric.

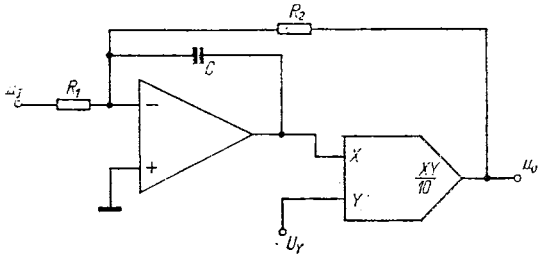


Fig. 6.69. Filtrul activ trece-jos cu frecvența de tăiere comandată electric.

Bibliografie

1. P. R. Gray și R. G. Meyer. *Circuite integrate analogice.* Analiză și proiectare, Ed. Tehnică, București, 1983.
2. A. Vătășescu ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare.* Vol. I. Ed. Tehnică, București, 1979.
3. M. Bodea, ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare,* Vol. II, Ed. Tehnică, București, 1980.
4. National Semiconductor. *Linear Applications.* Vol. I. N.S.C. 1974.
5. National Semiconductor. *Linear Databook,* N.S.C., 1980.
6. Y. J. Wang, W. E. Ott. *Function Circuits. Design and Applications.* Mc. Graw-Hill, New York, 1976.
7. R.J. Widlar. *Core Memory Sense Amplifier Design Using an Integrated Comparator SGS.* In: Fairchild Applications Report AR 149, May, 1966.
8. R. L. Morris, J. L. Miller. *Proiectarea cu circuite integrate TTL,* Ed. Tehnică, București, 1974.
9. B. Gilbert. *A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnoanosecond Response.* În: IEEE I. of Solid State Circuits Vol. SC-3, No. 4, Dec. 1968, pp.. 365—373.
10. M. Herpy, *Analog Integrated Circuits* John Wiley & Sons, Chichester, 1980.

Capitolul 7

APLICAȚII ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

Amplificatorul operațional (AO) este în momentul de față *„elementul" cel mai reprezentativ al familiei circuitelor integrate liniare.* Cu toate că au trecut doar ceva mai mult de două decenii de la realizarea primului amplificator integrat, dezvoltarea rapidă a tehnologiei și concepțiilor privitoare la structura amplificatoarelor cu cuplaj direct au făcut posibilă fabricarea unor AO cu parametri remarcabili la prețuri comparabile cu acelea ale tranzistoarelor discrete.

Cu toate că AO au fost destinate inițial pentru operații de calcul analogic, în prezent *aria de utilizare* s-a lărgit apreciabil, cuprinzînd practic *întregul domeniu al prelucrării și generării semnalelor analogice într-o gamă relativ largă de frecvențe.*

Apariția amplificatoarelor integrate monolitic a revoluționat și concepția despre proiectarea circuitelor electronice. Dacă în deceniile trecute tranzistorul a fost elementul central al proiectării de circuite, în momentul de față microsistemul amplificator operațional ocupă această poziție, devenind o „componentă discretă" în proiectarea circuitelor și aparatelor electronice analogice și hibride.

Din multitudinea de aplicații ale AO au fost selectate cîteva cu grad mai mare de generalitate.

Avînd în vedere parametrii excelenți ai AO actuale, precum și prezentarea în capitolele precedente a metodelor de minimizare a erorilor statice și dinamice ale AO reale, în cele ce urmează se va considera de cele mai multe ori că AO folosite sînt ideale, subliniind cazurile în care această ipoteză duce la erori inacceptabile.

În cadrul acestui capitol circuitele cu AO au fost grupate în două categorii: *circuite cu caracteristică de transfer liniară* (liniare) și *circuite cu caracteristică de transfer neliniară* (neliniare).

7.1. AMPLIFICATORUL SUMATOR

Acest circuit *este destinat însumării directe sau ponderate a mai multor tensiuni și este în esență un amplificator inversor cu mai multe intrări* (fig. 7.1). Considerînd AO ideal ($I_b = 0$, $U_b = 0$), rezultă pentru tensiunea de ieșire relația

$$U_o = -I_r Z_r = -Z_r(I_1 + I_2 + \ldots + I_n)$$

sau

$$U_o = -\left(\frac{Z_r}{Z_1} U_1 + \frac{Z_r}{Z_2} U_2 + \ldots + \frac{Z_r}{Z_n} U_n\right). \qquad (7.1)$$

Se constată că, ponderea cu care fiecare tensiune de intrare contribuie la formarea tensiunii de ieşire este determinată de raportul dintre impedanţa comună de reacţie şi impedanţa corespunzătoare conectată la intrare.

În cazul particular cînd $Z_1 = Z_2 = ... = Z_n = Z$ relaţia (7.1) devine

$$U_o = -\frac{Z_r}{Z}(U_1 + U_2 + ... + U_n), \quad (7.2)$$

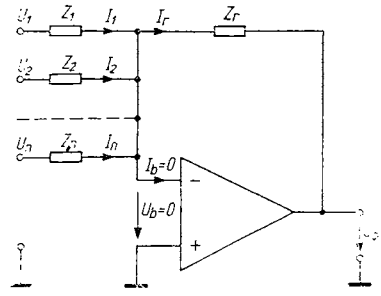


Fig. 7.1. Amplificator sumator.

justificînd denumirea de **amplificator sumator** dată circuitului.

De cele mai multe ori impedanţele din figura 7.1 sînt rezistoare. În acest caz sînt de făcut următoarele **observaţii** *referitoare la proiectarea şi realizarea practică a circuitului*:

a. *În scopul reducerii erorilor statice,* pe lîngă compensarea decalajului iniţial, *este necesară conectarea,* între borna neinversoare şi masă, a *unui rezistor* R_e avînd rezistenţa egală cu echivalenta în paralel a rezistoarelor $R_1, R_2, ..., R_n$ şi R_r.

b. *Banda de trecere a amplificatorului,* pentru valori diferite ale rezistenţelor conectate la intrare, *diferă de la o intrare la alta* în conformitate cu relaţia valabilă pentru AO cu caracteristică de frecvenţă în buclă deschisă standard,

$$f_k = \frac{f_u}{|A_{uok}|} = f_u \frac{R_k}{R_r};$$

unde f_u reprezintă frecvenţa pentru cîştig unitar şi A_{uok} cîştigul de tensiune, cu reacţie, la frecvenţe joase pentru intrarea k.

c. *Cu creşterea numărului de intrări creşte şi eroarea de calcul a cîştigului de tensiune cu reacţie* pentru una dintre intrări,

$$A_{uok} = -\frac{R_r}{R_k},$$

deoarece micşorarea rezistenţei echivalente conectate între intrarea inversoare şi masă, corespunde cu reducerea gradului de reacţie.

7.2. AMPLIFICATOARE CU INTRARE DIFERENŢIALĂ

Amplificarea tensiunilor flotante sau realizarea diferenţei, respectiv a diferenţei ponderate, a două tensiuni cu o bornă la masă se face cu **amplificatoare cu intrarea diferenţială.** Structura şi gradul de complexitate al unui astfel de amplificator depinde de cerinţele cu privire la cîştigul de tensiune, impedanţa de intrare, rejecţia semnalului comun şi simetria valorilor impedanţelor de intrare.

● **Cel mai simplu amplificator cu intrare diferenţială** este prezentat în fig. 7.2. Considerînd AO ideal şi aplicînd principiul superpoziţiei rezultă:

$$U_o = U_2 \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) - U_1 \frac{Z_2}{Z_1}. \quad (7.3)$$

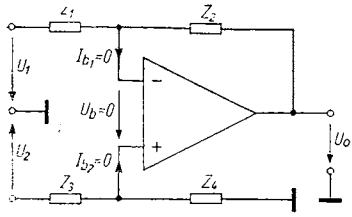


Fig. 7.2. Amplificator diferențial.

Relația (7.3) indică posibilitatea scăderii ponderate a tensiunilor U_2 și U_1, ponderea fiecărei tensiuni fiind determinată de factorul care o înmulțește.

Pentru asigurarea funcționării circuitului ca amplificator diferențial este necesar ca

$$\frac{Z_4}{Z_3+Z_4}\left(1+\frac{Z_2}{Z_1}\right)=\frac{Z_2}{Z_1},$$

condiție îndeplinită pentru

$$\frac{Z_2}{Z_1}=\frac{Z_4}{Z_3}. \tag{7.4}$$

Cu accasta (7.3) devine

$$U_0=(U_2-U_1)\frac{Z_2}{Z_1}=(U_2-U_1)\frac{Z_4}{Z_3}, \tag{7.5}$$

expresie din care rezultă și cîștigul de tensiune diferențial

$$A_{ud}=\frac{Z_2}{Z_1}=\frac{Z_4}{Z_3}.$$

Este de observat din figura 7.2 că factorul maxim de rejecție al semnalului comun se obține numai dacă impedanțele Z_1 ,Z_2 respectiv Z_3, Z_4 divizează tensiunile de intrare în aceeași măsură, adică dacă este îndeplinită riguros condiția (7.4).

Este de menționat că în cele mai multe cazuri de utilizare practică a circuitului prezentat impedanțele Z_1, Z_2, Z_3 și Z_4 sînt rezistoare. În acest caz pentru ajustarea precisă a CMRR, unul dintre rezistoare este reglabil (R_4).

Utilizarea circuitului din figura 7.2 este limitată datorită următoarelor **inconveniente** pe care le prezintă:

— *valoare redusă și inegală a impedanțelor de intrare,* raportate la tensiunile U_1 și U_2;

— *dependența cîștigului de tensiune și a CMRR de modificarea impedanței interne a surselor de semnal.*

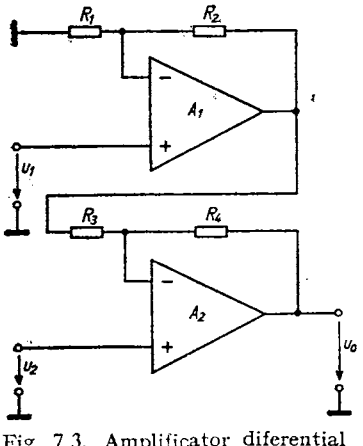


Fig. 7.3. Amplificator diferențial cu rezistență mare de intrare.

● O altă variantă de **amplificator cu intrare diferențială,** caracterizată prin **valori mari ale rezistențelor de intrare,** este prezentată în figura 7.3. Suprapunînd efectele celor două tensiuni de intrare se poate scrie expresia tensiunii de ieșire

$$u_0=u_2\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)-u_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3}. \tag{7.6}$$

Relația (7.6) corespunde funcționării circuitului ca *amplificator scăzător*. Pentru funcționarea ca amplificator diferențial este necesar ca

$$1 + \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right),$$

de unde se obține condiția

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2}. \tag{7.7}$$

Cu (7.7) relația (7.6) devine

$$u_0 = (u_2 - u_1)\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) = (u_2 - u_1)\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right). \tag{7.8}$$

Cîștigul de tensiune diferențial este deci

$$A_{ud} = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{R_1}{R_2}.$$

Este de remarcat că, pe lîngă *valori mari ale rezistențelor de intrare*, obținute prin utilizarea configurației neinversoare, *circuitul asigură o bună rejecție a semnalului comun* datorită amplificării în aceeași măsură, dar cu semne opuse, a acestuia. Evident că obținerea compensării la ieșire a semnalului comun este condiționată de respectarea relației (7.7). Din acest motiv rezistoarele utilizate se vor încadra în clasa de precizie de 0,1%.

● Un **amplificator diferențial de măsurare** cu calități deosebite, **destinat amplificării unor semnale mici**, în condiții de zgomot comun pronunțat, este redat în fig. 7.4. Amplificatoarele operaționale A_1 și A_2 în regim neinversor formează un preamplificator cu intrare și ieșire diferențială, cu impedanță de intrare mare și cu un cîștig de tensiune la frecvențe medii (masa virtuală se stabilește la $\frac{R_4}{2}$)

$$A_{ua} = 1 + 2\frac{R_3}{R_4},$$

ajustabil prin R_4. Urmează amplificatorul diferențial realizat cu A_3, care cuprinde în bucla de reacție negativă etajul în contratimp $T_1 - T_2$ (care poate lipsi în unele aplicații) cu rol de adaptor de curent și care asigură cîștigul de tensiune la frecvențe medii

$$A_{ub} = -\frac{R_2}{R_1},$$

cu posibilitatea optimizării factorului de rejecție prin R_{22}. Rezistoarele r au rolul de a limita curentul în cazul unui scurtcircuit la ieșire. Cîștigul total al amplificatorului pentru semnal diferențial de intrare și frecvențe medii este

$$A_{ud} = \frac{u_0}{u_2 - u_1} = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + 2\frac{R_3}{R_4}\right).$$

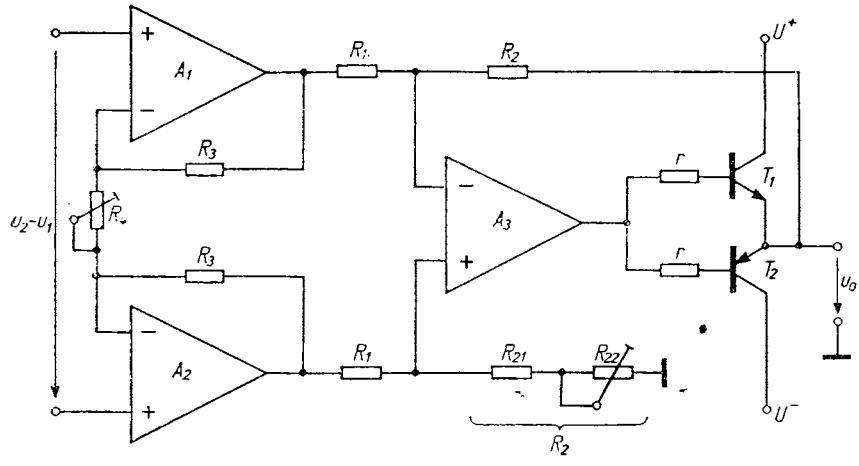


Fig. 7.4. Amplificator diferențial de măsură.

O **particularitate interesantă** a acestui amplificator este că pentru semnal comun de intrare, A_1 și A_2 funcționează ca repetor de tensiune (prin R_4 nu trece curent), cîștigul de tensiune realizat fiind egal cu unitatea. În consecință, prin asigurarea riguroasă a echilibrării circuitelor de intrare pentru A_3, *factorul de rejecție pentru semnal comun al întregului amplificator va fi* de $\left(1 + 2\frac{R_3}{R_4}\right)$ *ori mai mare decît al amplificatorului operațional* A_3. De asemenea, dacă prin selectare se asigură ca deriva termică a amplificatoarelor A_1 și A_2 să fie aproximativ egală și de același sens, *preamplificatorul va asigura și rejecția derivei termice, tratînd-o ca pe un semnal comun.* Pentru a beneficia în măsură cît mai mare de proprietățile favorabile menționate mai sus, se adoptă pentru A_{ua} o valoare cu un ordin de mărime mai ridicată decît A_{ub}. Alegerea tipului de AO utilizat depinde de parametrul care se cere optimizat (derivă, CMRR, curent de intrare etc.).

7.3. INTEGRATOARE CU AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

● **Integratorul** este în esență un *amplificator inversor cu reacție negativă realizată prin intermediul unui condensator.* Principalele aplicații ale acestui circuit se încadrează în domeniul *calculului analogic* și *al generării semnalelor cu porțiuni liniar variabile.* Relațiile care descriu funcționarea integratorului pentru condiții inițiale nule și AO ideal sînt (fig. 7.5)

$$u_i = i_i R,$$

$$i_e = i_i,$$

$$u_o = -\frac{1}{C}\int_0^t i_i \, dt = -\frac{1}{RC}\int_0^t u_i \, dt. \tag{7.9}$$

Se constată din relația (7.9) că *tensiunea de ieșire a circuitului este proporțională cu integrala cu semn schimbat a tensiunii de intrare.* Expresia operațională a caracteristicii de transfer a integratorului idealizat este

$$U_o(s) = -\frac{U_i(s)}{sRC}.$$

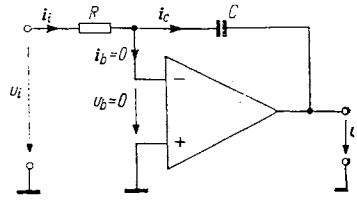


Fig. 7.5. Integrator cu AO.

Se mai poate constata că impedanța de intrare a circuitului din figura 7.5 este egală cu R.

Utilizarea integratorului cu AO presupune parcurgerea următoarelor etape succesive:

— reglajul inițial pentru obținerea unui decalaj la ieșire cît mai redus;

— stabilirea condițiilor inițiale (valoarea inițială a tensiunii la bornele condensatorului C);

— desfășurarea operației de integrare;

— menținerea (memorarea) tensiunii de ieșire după terminarea intervalului de timp stabilit pentru integrare.

● Circuitul din figura 7.6 reprezintă un **integrator practic,** care asigură desfășurarea succesivă a operațiilor de mai sus prin modificarea corespunzătoare a stării cheilor k_1 și k_2.

Compensarea decalajului inițial (operație care se efectuează din timp în timp, la perioade mai mari) se realizează pentru $u_i = 0$, k_1 închis și k_2 deschis.

Stabilirea condițiilor inițiale se face cu potențiometrul P, pentru k_1 deschis și k_2 închis.

Procesul de integrare se începe prin aplicarea tensiunii de intrare u_i concomitent cu închiderea lui k_1 și deschiderea lui k_2.

Memorarea, după terminarea intervalului de timp în care se efectuează integrarea, se face deschizînd ambele chei.

Cheile k_1 și k_2 pot fi contacte ale unor relee, însă de cele mai multe ori sînt utilizate elemente de comutație statice (tranzistoare cu efect de cîmp), a căror comandă se realizează prin intermediul unei scheme logice care controlează funcționarea integratorului.

Pentru valori mai mari decît 0,1 μF ale condensatorului C, *în scopul protejării circuitului de intrare al AO la deconectarea bruscă a surselor de alimentare, este necesară limitarea curentului de descărcare,* intercalînd în circuit rezistorul R_d de cîțiva kohmi.

Măsurile ce trebuie luate pentru micșorarea erorilor statice și dinamice ale integratorului, mai ales atunci cînd timpul de integrare este relativ lung, sînt următoarele:

— utilizarea unor condensatoare de calitate, cu curenți de scurgere și pierderi cît mai mici (dielectric din teflon, polistiren, policarbonat sau mică);

— folosirea unor AO avînd curentul de polarizare la intrare mult mai

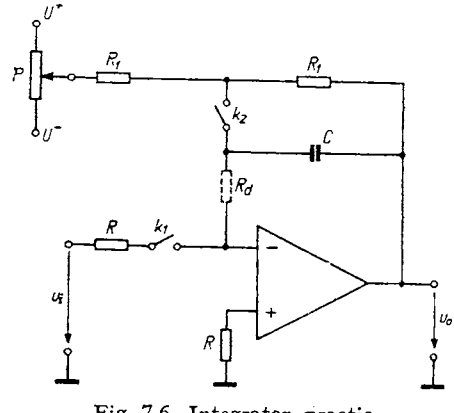


Fig. 7.6. Integrator practic.

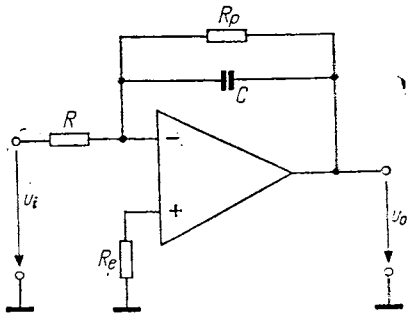


Fig. 7.7. Integrator utilizat pentru obținerea undelor de formă triunghiulară.

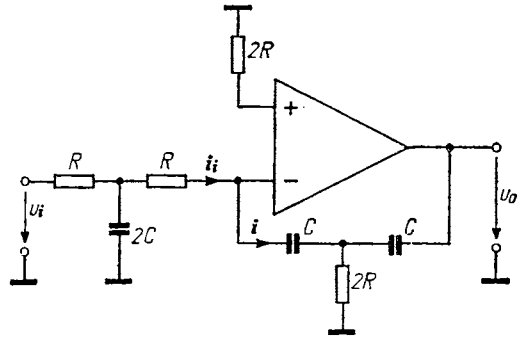


Fig. 7.8. Integrator dublu.

mic decît curentul de intrare al integratorului $\left(i_i = \frac{u_i}{R}\right)$ și tensiuni, respectiv curenți de decalaj cît mai reduși (de exemplu ROB 308);

— compensarea riguroasă a decalajului inițial;
— corecția caracteristicii de frecvență a AO pentru cîștig unitar;
— respectarea condiției $RC > T_i$, unde T_i reprezintă timpul de integrare.

● În numeroase aplicații care reclamă convertirea unei unde dreptunghiulare într-o undă triunghiulară, se poate utiliza **integratorul pentru obținerea undelor de formă triunghiulară** din figura 7.7. În acest caz *pentru stabilizarea punctului de funcționare și evitarea saturației AO, se conectează în paralel cu condensatorul C rezistorul* R_p. Valoarea rezistorului se alege astfel încît comportarea integratorului să nu fie alterată mai mult decît o permite aplicația avută în vedere. De cele mai multe ori se adoptă pentru R_p o valoare de 10 ori mai mare decît pentru R.

● În unele aplicații poate prezenta interes un **integrator dublu** realizat cu un singur AO (fig. 7.8). Pentru acest circuit se pot scrie următoarele relații operaționale

$$I_i(s) = \frac{U_i(s)}{2R(1 + sRC)},$$

$$I(s) = \frac{-s^2RC^2U_0(s)}{2(1 + sRC)}.$$

Considerînd amplificatorul ideal, este valabilă relația $I_i(s) = I(s)$ și rezultă

$$U_0(s) = -\frac{U_i(s)}{(sRC)^2},$$

funcție a cărei imagine în domeniul timp este

$$u_0(t) = -\frac{1}{(RC)^2}\iint u_i(t)\ dt^2 + U_{00}.$$

Funcționarea cu erori minime a circuitului depinde și de precizia cu care se asigură valorile componentelor discrete din schemă.

7.4. CIRCUITE DE DIFERENȚIERE CU AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

Operația de derivare în raport cu timpul a unui semnal analogic poate fi efectuată cu ajutorul **circuitului de diferențiere cu AO ideal** din figura 7.9. Considerînd AO ideal și condiții inițiale nule, funcționarea circuitului se poate descrie prin relațiile

$$i_c = i_r$$

$$u_o = -i_c R = -RC\frac{dU_i}{dt}.$$

Aplicînd transformata Laplace se obține

$$U_o(s) = -sRCU_i(s).$$

Proprietățile neideale ale AO fac ca utilizarea practică a circuitului de derivare, în forma reprezentată în figura 7.9, să întîmpine dificultăți. Dintre acestea se remarcă *tendința de instabilitate datorită defazajului introdus de circuitul de reacție*, defazaj ce se adaugă la cel pe care îl produce AO real și *amplificarea pronunțată a zgomotului de frecvență relativ ridicată de la intrare datorită creșterii cîștigului circuitului cu frecvența.*

Așa cum se cunoaște din analiza stabilității circuitelor cu reacție cu ajutorul diagramelor Bode, stabilitatea este asigurată dacă caracteristica de frecvență în buclă deschisă a amplificatorului cu reacție $|fA_u|$ intersectează ordonata de 0 dB cu o pantă mai mică de 40 dB pe decadă. Pentru a evita reprezentarea acestei caracteristici și în scopul utilizării caracteristicii de frecvență în buclă deschisă a AO, disponibilă în foile de catalog, condiția de mai sus se echivalează cu aceea că: *asigurarea stabilității presupune ca intersecția dintre caracteristica de frecvență în buclă deschisă a AO și curba* $\frac{1}{|f|}$ *să se facă cu o pantă netă mai mică de* 40 dB *pe decadă.* Sensul acestei echivalări rezultă din relațiile

$$20 \log |fA_u| = 0,$$

echivalentă cu

$$20 \log |A_u| = 20 \log \frac{1}{|f|}.$$

Examinînd prin această metodă stabilitatea circuitului din figura 7.9, se trasează în planul caracteristicii de frecvență în buclă deschisă a AO (s-a adoptat o caracteristică standard) caracteristica aproximată prin drepte

$$\frac{1}{|f|} = |1 + j\omega RC|,$$

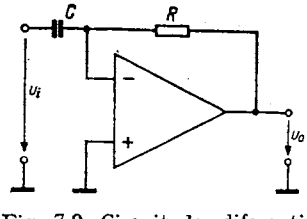


Fig. 7.9. Circuit de diferențiere cu AO ideal.

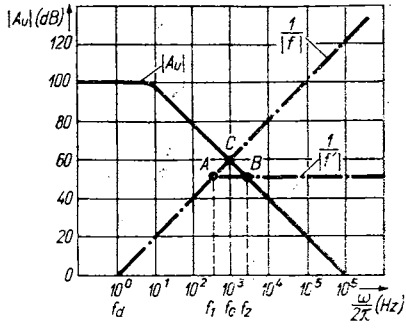


Fig. 7.10. Asigurarea stabilității dinamice a circuitului de diferențiere.

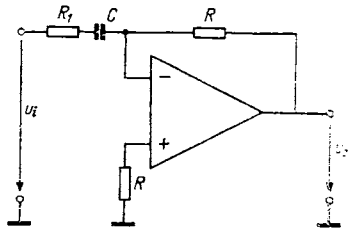


Fig. 7.11. Circuit practic de diferențiere.

de exemplu, pentru frecvența

$$f_d = \frac{1}{2\pi RC} = 1 \text{ Hz},$$

care reprezintă de fapt și caracteristica de frecvență cu reacție a amplificatorului ideal (fig. 7.10).

Se constată că intersecția dintre cele două caracteristici are loc la frecvența $f_0 = 1\,000$ Hz și se face cu o pantă netă de 40 dB pe decadă, stabilitatea necondiționată a circuitului nefiind asigurată.

Funcționarea stabilă a diferențiatorului se asigură printr-un circuit **practic de diferențiere,** conectînd în serie cu condensatorul C un rezistor R_1 (fig. 7.11), care modifică factorul de reacție la valoarea

$$f' = \frac{U_r}{U_0} = \frac{1 + j\omega R_1 C}{1 + j\omega(R + R_1)C}, \qquad (7.10)$$

introducînd un zero în funcția de transfer a amplificatorului în buclă deschisă ($f'A_u$). Avînd în vedere că R_1 este întotdeauna mult mai mic decît R, relația (7.10) se poate aproxima prin

$$f' = \frac{1 + j\omega R_1 C}{1 + j\omega RC},$$

ceea ce înseamnă că pînă la atingerea frecvenței de poziționare a zeroului

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

caracteristicile $\frac{1}{f}$ și $\frac{1}{f'}$ coincid (fig. 7.10). Poziționarea zeroului se face punînd condiția 10 $f_1 = f_2$, f_2 corespunzînd noului punct de intersecție dintre caracteristica de frecvență în buclă deschisă a AO și curba aproximată prin segmente $\frac{1}{|f'|}$. Se constată că intersecția are loc cu o pantă netă de 20 dB pe decadă, asigurîndu-se stabilitatea necondiționată a circuitului. Determinarea frecvențelor f_1 și f_2 se face cel mai simplu pe cale grafică asigurînd ca

latura AB a triunghiului isoscel ABC să aibă dimensiunea corespunzătoare unei decade de variație a frecvenței.

Metoda de mai sus asigură *stabilitatea dinamică* a circuitului, însă frecvența maximă pînă la care funcția de derivare nu este alterată se reduce de la f_0 la f_1.

7.5. CONVERTOARE TENSIUNE-CURENT

Amplificatorul operațional oferă posibilitatea realizării facile a unor *surse de curent comandate prin tensiune.* Un astfel de circuit asigură o *relație liniară între tensiunea de comandă și curentul care parcurge impedanța de sarcină,* indiferent de natura și valoarea acesteia din urmă. Pentru o valoare constantă a tensiunii de comandă circuitul devine un *stabilizator de curent* (sursă de curent constant).

Convertoarele tensiune-curent pot fi realizate în configurație inversoare sau neinversoare. Impedanța de sarcină poate fi flotantă sau conectată cu un terminal la masă, respectiv la borna pozitivă sau negativă a sursei de alimentare. În funcție de configurația adoptată, curentul poate parcurge sarcina într-un sens sau în ambele.

● *Cel mai simplu* **convertor tensiune-curent bisens cu sarcină flotantă** se obține utilizînd un *amplificator inversor* (fig. 7.12, *a*), *sau neinversor* (fig. 7.12, *b*) *cu impedanța de sarcină conectată în circuitul de reacție.* Dacă se presupune curentul de intrare al AO, neglijabil față de curentul prin sarcină și că nu este depășită excursia maximă a tensiunii la ieșirea amplificatorului, pentru ambele circuite este valabilă relația

$$I_S = \frac{U_i}{R},$$

care atestă independența curentului de valoarea impedanței de sarcină și proporționalitatea lui cu tensiunea de intrare.

Opțiunea pentru unul dintre cele două circuite este determinată de valoarea necesară a impedanței de intrare a convertorului tensiune-curent.

Un parametru important al convertorului este **impedanța internă** *a sursei de curent.* Determinarea ei pentru circuitele din figura 7.12, *a* și 7.12, *b* se

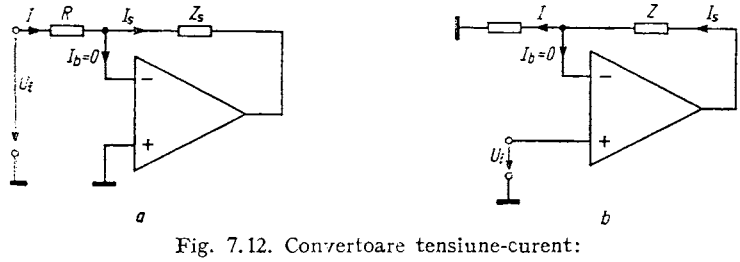


Fig. 7.12. Convertoare tensiune-curent:
a — cu amplificator inversor; b — cu amplificator neinversor.

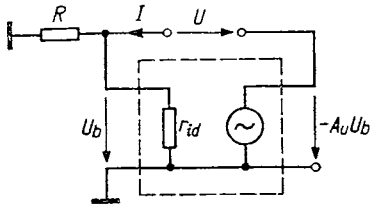


Fig. 7.13. Schemă echivalentă simplificată a circuitelor din figura 7.12.

face folosind schema echivalentă simplificată din figura 7.13, valabilă pentru semnale mici. Se pot scrie relațiile

$$U = I\frac{Rr_{id}}{R + r_{id}} + A_u I\frac{Rr_{id}}{R + r_{id}},$$

$$Z_o = \frac{U}{I} = (1 + A_u)\frac{Rr_{id}}{R + r_{id}}, \quad (7.11)$$

unde rezistența de intrare diferențială a AO s-a notat cu r_{id}, iar amplificarea de tensiune cu A_u. Dacă funcționarea decurge la frecvențe joase și este îndeplinită condiția $R \ll r_{id}$, din (7.11) se obține

$$Z_o = R_o = (1 + A_{uo})\,R.$$

Este de menționat că valoarea maximă a curentului de sarcină pentru circuitele din figura 7.12, *a* și 7.12, *b*, atunci cînd sînt folosite AO de uz general, nu depășește 10 pînă la 15 mA. Pentru extinderea acestor limite se recomandă utilizarea unui etaj suplimentar în contratimp cuprins în bucla de reacție ca și în figura 7.4.

● În figura 7.14 sînt prezentate două variante ale **convertorului tensiune-curent, cu extinderea domeniului de variație al curentului de ieșire și cu un singur sens de parcurgere al rezistenței de sarcină.** Figura 7.14, *a* ilustrează situația cînd un terminal al rezistorului de sarcină este conectat la borna pozitivă a sursei de alimentare, iar figura 7.14, *b* redă varianta în care borna negativă este conectată la un terminal al rezistorului de sarcină. Rolul diodelor *d* este de a proteja joncțiunea bază-emitor a tranzistoarelor în cazul aplicării accidentale a unor tensiuni de comandă de polaritate inversă față de cea indicată în fiecare figură.

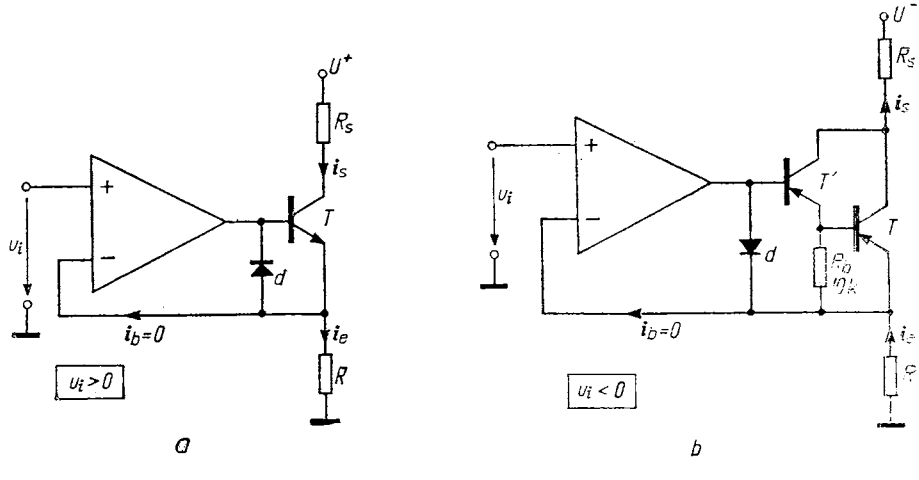


Fig. 7.14. Convertoare tensiune-curent cu domeniu extins al curentului de ieșire: *a — sarcina conectată la* U^+; *b — sarcina conectată la* U^-.

Considerînd circuitul din figura 7.14, *a* se constată că mărimea stabilizată nu este curentul de colector al tranzistorului $T(i_s)$, ci curentul său de emitor. În consecință, se pot scrie relațiile

$$u_i = i_e R,$$

$$i_e = i_s\left(1 + \frac{1}{h_{21E}}\right),$$

$$i_s = \frac{u_i}{R}\,\frac{1}{1 + \dfrac{1}{h_{21E}}},$$

unde h_{21E} este cîștigul de curent la semnal mare al tranzistorului T. Ținînd seama de variația cu curentul de colector a lui h_{21E}, liniaritatea relației $i_s = f(u_i)$ va fi afectată de erori. Micșorarea acestor erori se obține folosind în loc de un singur tranzistor o pereche Darlington ca în figura 7.14, *b*.

● O soluție care duce la reducerea radicală a erorilor de liniaritate este folosirea tranzistoarelor unipolare, care asigură în foarte bună măsură egalitatea curentului de sursă cu cel de drenă. În figura 7.15, *a* se prezintă un **convertor tensiune-curent pentru tensiuni de intrare negative, prevăzut cu un tranzistor unipolar** cu joncțiune și canal *n*. Pentru acest circuit este valabilă cu bună aproximație relația

$$i_s = \frac{u_i}{R}.$$

Determinarea rezistenței interne a sursei de curent se face utilizînd schema echivalentă simplificată a circuitului la frecvențe joase din figura 7.15, *b*. Rezultă următoarele relații

$$u = ir_{ds} - g_m u_{gs} r_{ds} + iR_p,$$

$$u_{gs} = -(iR_p + A_{u_b} u_b),$$

$$u_b = iR_p,$$

$$R_p = \frac{Rr_{id}}{R + r_{id}}.$$

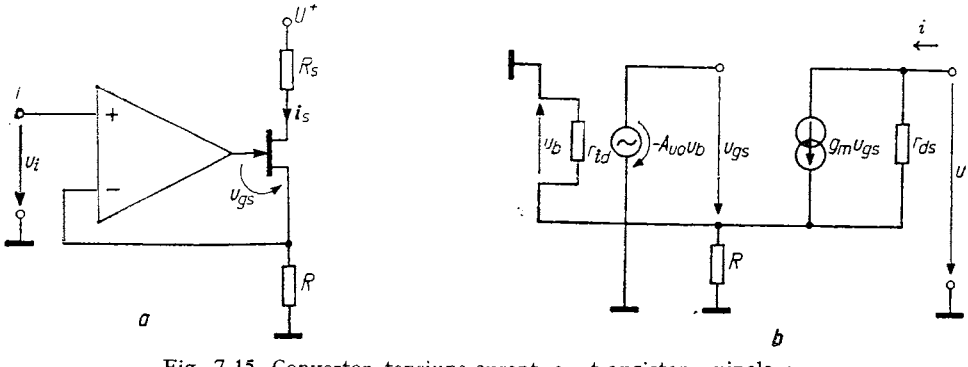


Fig. 7.15. Convertor tensiune-curent cu tranzistor unipolar:
a — circuitul; b — schema echivalentă simplificată.

de unde rezultă

$$R_o = \frac{u}{I} = R_p + r_{ds}[1 + g_m R_p(1 + A_{uo})],$$

relație care se poate aproxima prin

$$R_o = g_m r_{ds} R A_{uo}.$$

● În unele aplicații se cere, pe lîngă *o eroare mică de liniaritate, o valoare mare a curentului de sarcină.* În astfel de cazuri se poate utiliza o **pereche Darlington** *formată dintr-un tranzistor unipolar și un tranzistor bipolar de putere.* În scopul reducerii erorilor provocate de valoarea nenulă a curentului de intrare al AO se recomandă ca pentru valori ale curentului de ieșire i_s mai mici de 10 microamperi, să se utilizeze AO cu valori reduse ale curentului de polarizare la intrare (ROB 308).

● Un **convertor tensiune-curent cu intrare diferențială**, care oferă posibilitatea conectării unui terminal al rezistorului (impedanței) de sarcină la masă sau la un potențial oarecare — evident în limitele permise de excursia tensiunii la ieșirea AO — este prezentat în figura 7.16. Convertorul asigură curenți de sarcină în ambele sensuri și poate fi comandat diferențial sau asimetric.

Considerînd AO ideal se pot scrie următoarele relații

$$u_a - u_b = i_1 R_1 + i_2 R_2,$$
$$u_b - u_o = -i_1(R_1 + R_3),$$
$$u_a - u_o = i_2(R_2 + R_4 + R_5) - i_s R_5.$$

După eliminarea lui i_1 și i_2 se obține

$$i_s = \frac{1}{R_5}\left(u_a \frac{R_4 + R_5}{R_2} - u_b \frac{R_3(R_2 + R_4 + R_5)}{R_2(R_1 + R_3)} + u_o \frac{R_2 R_3 - R_1(R_4 + R_5)}{R_2(R_1 + R_3)}\right). \tag{7.12}$$

Prin anularea fracției care înmulțește tensiunea u_o se impune condiția independenței curentului de sarcină i_s față de tensiunea de ieșire și se obține

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4 + R_5}{R_2}. \tag{7.13}$$

Îndeplinirea condiției (7.13) transformă relația (7.12) în

$$i_s = \frac{R_3}{R_1 R_5}(u_a - u_b). \tag{7.14}$$

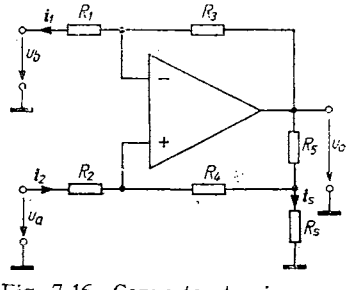


Fig. 7.16. Convertor tensiune-curent cu intrare diferențială.

Rezultă *proporționalitatea curentului de sarcină cu diferența de tensiune aplicată la intrare și independența lui față de valoarea rezistenței (impedanței) de sarcină.*

La proiectarea circuitului, cunoscînd valoarea maximă a curentului i_s, se adoptă pentru R_5 o valoare corespunzătoare unei căderi de tensiune ($i_{sM} R_5$) de unu pînă la doi

volți. Rezistența unei ramuri $(R_1 + R_3)$, se alege de aproximativ 100 ori mai mare ca R_5 și se respectă egalitatea $R_1 + R_3 = R_2 + R_4 + R_5$. Toleranța rezistențelor folosite trebuie să fie de 0,1% deoarece valoarea rezistenței interne a sursei de curent este invers proporțională cu abaterea ΔR a rezistențelor folosite față de valoarea de calcul, așa cum rezultă din relația

$$R_0 \cong R_5 \frac{R}{\Delta R},$$

determinată pentru cazul particular $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ și $R_5 \ll R$.

7.6. CONVERTOARE CURENT-TENSIUNE

Transformarea unei surse de curent cu rezistență internă mare într-o sursă de tensiune cu rezistență internă redusă se poate realiza simplu utilizînd AO. **Sursa de curent** poate fi: o *celulă fotoelectrică;* o *diodă semiconductoare polarizată invers;* o *fotodiodă* sau un *fototranzistor.*

Principiul de funcționare al **convertorului curent-tensiune** rezultă din figura 7.17. Dacă curentul de polarizare la intrare i_b al AO este neglijabil față de curentul furnizat de sursa i, este valabilă relația

$$u_0 = -i\,R.$$

În scopul micșorării zgomotului de înaltă frecvență la ieșire se recomandă șuntarea rezistorului R cu un condensator C, a cărui valoare este determinată de frecvența maximă de variație a curentului i, f_{max}. În practică se poate adopta pentru C valoarea

$$C = \frac{1}{2\pi 10 f_{max} R}.$$

7.7. AMPLIFICATOARE CU CUPLAJ RC

Amplificatorul operațional este frecvent utilizat pentru amplificarea semnalelor alternative datorită următoarelor **avantaje** pe care le oferă:

— *distorsiuni reduse,* ca urmare a folosirii reacției negative.

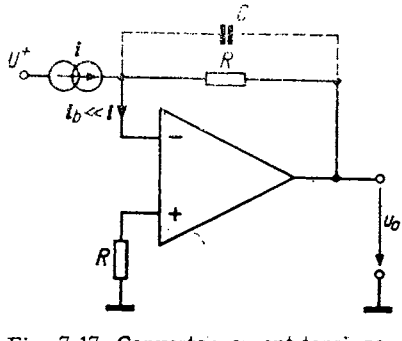


Fig. 7.17. Convertor curent-tensiune.

— *bandă de frecvențe ușor controlabilă* prin valorile componentelor pasive externe;

— *realizare simplă,* la preț redus.

Este de remarcat faptul că frecvența limită inferioară a benzii amplificatorului este determinată de componentele pasive (R, C) din circuitul de intrare, iar frecvența limită superioară este stabilită de valorile rezistoarelor din circuitul de reacție și produsul cîștig-bandă al AO. Avînd în vedere că AO de uz general sînt caracterizate printr-un produs

cîştig-bandă de aproximativ 1 MHz, rezultă că *se pot realiza cu ele valori rezonabile ale cîştigului cu reacţie doar în domeniul de audiofrecvenţă.* Pentru un domeniu mai extins de frecvenţe este necesară utilizarea unor AO de bandă largă. Mai este de reliefat că aplicaţiile cu cuplaj *RC*, permit *alimentarea AO şi de la o singură sursă.*

Remarcabile sînt şi avantajele oferite de amplificatoarele operaţionale cu intrare diferenţială de curent (CDA), denumite şi amplificatoare de tip Norton, atunci cînd sînt utilizate la amplificarea tensiunilor alternative. *Amplificatoarele cu cuplaj RC realizate cu CDA necesită un număr redus de componente auxiliare, asigură o bandă largă de frecvenţe şi pot fi alimentate de la o singură sursă* a cărei tensiune poate lua valori într-o plajă largă, fără a afecta prea mult parametrii circuitului.

7.7.1. AMPLIFICATOARE CU CUPLAJ *RC* REALIZATE CU *AO* AVÎND INTRARE DIFERENŢIALĂ DE TENSIUNE

● Cel mai simplu **amplificator inversor cu cuplaj RC cu alimentare simetrică** este prezentat în figura 7.18. Alimentarea AO se face de la două surse (U^+, U^-) nereprezentate în figură. Avînd în vedere că în curent continuu AO funcţionează ca repetor de tensiune cu intrarea neinversoare conectată la masă, componenta continuă a tensiunii de ieşire va fi nulă. *Amplificarea de tensiune la frecvenţe medii* a circuitului este

$$A_{uro} = -\frac{R_r}{R_1},$$

pulsaţia limită inferioară a benzii este determinată de elementele pasive din circuitul de intrare conform relaţiei

$$\omega_j = \frac{1}{R_1 C_1}$$

iar *frecvenţa limită superioară* se calculează, pentru AO cu caracteristică standard, raportînd produsul cîştig-bandă al AO la modulul cîştigului de tensiune la frecvenţe medii A_{uro}.

● **Amplificatorul inversor cu cuplaj RC alimentat cu o singură sursă** (U^+ sau U^-) necesită modificarea structurii circuitului ca în fig. 7.19. Se constată că numărul componentelor pasive auxiliare creşte datorită necesităţii de a asigura la ieşire o componentă continuă egală uzual cu $\frac{U}{2}$. Această

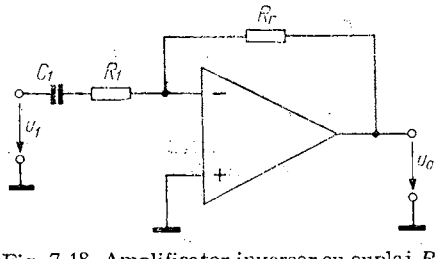


Fig. 7.18. Amplificator inversor cu cuplaj *RC* cu alimentare simetrică.

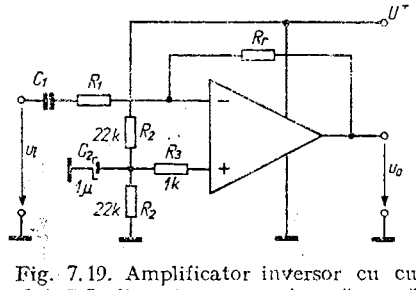


Fig. 7.19. Amplificator inversor cu cuplaj *RC* alimentat cu o singură sursă.

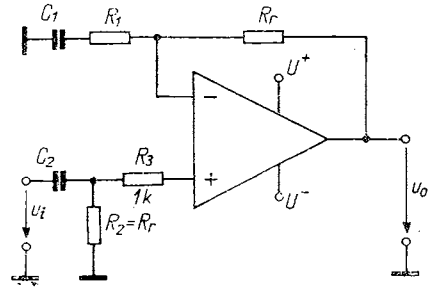


Fig. 7.20. Amplificator neinversor cu cuplaj *RC*.

măsură permite obținerea unei amplitudini maxime nedistorsionate a componentei alternative la ieșire de aproximativ aceeași valoare. Rolul lui C_2 este de a reduce zgomotul de rețea, atunci cînd pulsațiile tensiunii de alimentare au amplitudini comparabile cu semnalul util de intrare. R_3 previne descărcarea distructivă a condensatorului C_2 peste intrarea AO la deconectarea sursei de alimentare. În figură s-au specificat cîteva valori tipice ale componentelor auxiliare. Se mai menționează că *amplificatorul inversor cu cuplaj RC se poate transforma în inversor sumator prin adăugarea unor intrări (RC) suplimentare.*

● **Amplificatorul neinversor cu cuplaj RC și alimentare simetrică a AO,** se prezintă în figura 7.20. Principalii parametri ai circuitului sînt: *amplificarea de tensiune la frecvențe medii*

$$A_{ur0} = 1 + \frac{R_r}{R_1};$$

cele două *pulsații inferioare ale benzii*

$$\omega_{j1} = \frac{1}{R_1 C_1} \text{ și } \omega_{j2} = \frac{1}{R_2 C_2};$$

precum și *frecvența limită superioară* determinată de raportul dintre produsul cîștig-bandă și A_{ur0} (numai în cazul AO cu caracteristică de frecvență standard). Prezența condensatorului C_1 permite ca R_3 să fie egal cu R_r asigurînd amplificatorului o rezistență de intrare la frecvențe medii (R_3) cu un ordin de mărime mai mare decît în cazul cînd capătul din stînga a lui R_1 ar fi conectat la masă $\left(\frac{R_r}{R_1} = 10\right)$. Valorile ω_{j1} și ω_{j2} se aleg astfel încît să se obțină caracteristica dorită în domeniul frecvențelor joase. Uzual $\omega_{j1} > \omega_{j2}$.

Repetorul de tensiune cu cuplaj RC se obține din schema reprezentată în figura 7.20, *renunțînd la circuitul* R_1C_1.

Reprezentarea schemei amplificatorului neinversor, sau repetor cu cuplaj *RC*, pentru cazul în care alimentarea se face de la o singură sursă (U^+ sau U^-), se recomandă ca exercițiu.

● **Amplificatorul diferențial cu cuplaj RC** este prezentat în figura 7.21. *Cîștigul de tensiune al* amplificatorului la frecvențe medii se determină cu relația cunoscută

$$A_{ur0} = \frac{u_o}{u_{i2} - u_{i1}} = \frac{R_r}{R_1},$$

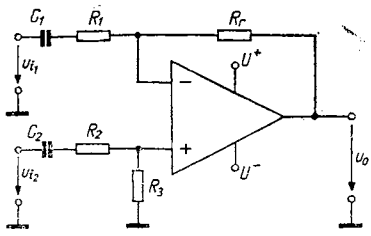


Fig. 7.21 Amplificator diferențial cu cuplaj *RC*

dacă este îndeplinită condiția

$$\frac{R_r}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}.$$

Rejecția semnalului comun la frecvențe joase este optimă dacă *pulsațiile de tăiere*

$$\omega_{j1} = \frac{1}{R_1 C_1} \text{ și } \omega_{j2} = \frac{1}{(R_2 + R_3) C_2}$$

sînt egale. În plus, pentru asigurarea unor erori statice minime în cazul cînd sarcina este cuplată galvanic la ieșirea amplificatorului, se impune condiția $R_r = R_3$.

7.7.2. AMPLIFICATOARE CU CUPLAJ RC REALIZATE CU AO AVÎND INTRAREA DIFERENȚIALĂ DE CURENT

Pentru circuitele ce vor fi descrise se face presupunerea, valabilă pentru amplificatorul CDA (Norton) ideal, că diferența curenților de intrare este nulă. Acceptînd această ipoteză rezultă că la funcționarea cu reacție negativă, tensiunea de ieșire a CDA se va modifica astfel încît să forțeze prin intrarea inversoare un curent egal cu cel stabilit prin circuitul intrării neinversoare.

● În figura 7.22, *a* se prezintă **amplificatorul neinversor cu CDA.** Componenta continuă a tensiunii de ieșire U_0 este determinată de egalitatea componentelor continue ale curenților de intrare

$$\frac{U_0 - U_{be}}{R_r} \cong \frac{U - U_{be}}{R}, \tag{7.15}$$

unde U_{be} reprezintă căderea de tensiune măsurată între intrarea neinversoare și masă, aproximativ egală cu căderea de tensiune dintre intrarea inversoare și masă. Dacă $U \gg U_{be}$ relația (7.15) conduce la

$$U_0 \cong \frac{R_r}{R} U,$$

iar pentru o componentă continuă U_0 egală cu jumătate din tensiunea de alimentare, se deduce $R \cong 2R_r$.

Pentru componentele alternative, la frecvențe medii, sînt valabile relațiile scrise pe baza egalității curenților de intrare

$$\begin{aligned} &\frac{u_i}{R_1 + r_d} = \frac{u_0}{R_r}, \quad (R_b \gg r_d), \\ &A_{ur0} = \frac{u_0}{u_i} = \frac{R_r}{R_1 + r_d}, \end{aligned} \tag{7.16}$$

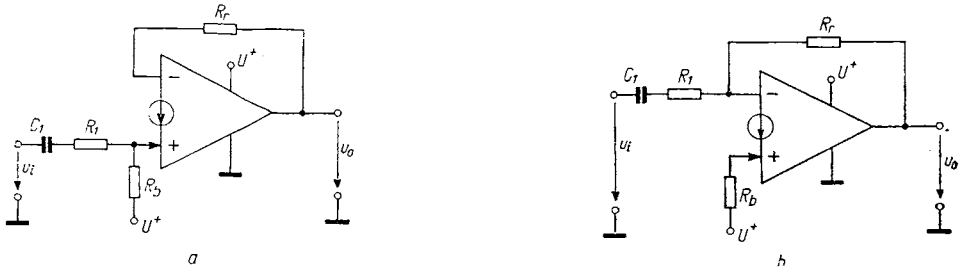


Fig. 7.22. Amplificatoare cu cuplaj *RC*:
a — varianta neinversoare; b — varianta inversoare.

unde r_d reprezintă rezistența dinamică a diodei oglinzii de curent (intrarea neinversoare). Pentru $r_d \ll R_1$ (7.16) devine

$$A_{ur0} = \frac{R_r}{R_1}.$$

Pulsația limită inferioară a benzii este determinată de

$$\omega_j = \frac{1}{(R_1 + r_d)\, C_1},$$

iar *pulsația limită superioară* se poate calcula din

$$\omega_s = \omega_0(1 + T_0) \cong \omega_0 T_0 = \omega_0 A_{u0} \frac{r_i}{R_r + r_i} \tag{7.17}$$

unde ω_0 este pulsația de tăiere a caracteristicii AO în buclă deschisă (caracteristică standard cu un singur pol), A_{u0} amplificarea în buclă deschisă a AO, T_0 cîștigul în buclă deschisă al amplificatorului cu reacție exprimat ca produsul dintre A_{u0} și factorul de reacție $\frac{r_i}{r_i + R_r}$, iar r_i reprezintă rezistența de intrare a AO măsurată între borna inversoare și masă. Avînd în vedere că produsul $f_0 A_{u0}$ este egal cu frecvența pentru cîștig unitar a AO, f_u (sau cu produsul cîștig-bandă), relația (7.17) se mai poate scrie

$$f_s = \frac{f_u}{1 + \frac{R_r}{r_i}}.$$

Se constată că, spre deosebire de amplificatorul neinversor cu AO avînd intrare diferențială de tensiune, *în cazul CDA*, datorită structurii particulare a schemei, *există posibilitatea ca pentru* $R_r \ll r_i$ *să se obțină o frecvență limită superioară apropiată de frecvența pentru cîștig unitar* f_u, *indiferent de valoarea cîștigului cu reacție la frecvențe medii* $\left(\frac{R_r}{R_1}\right)$. Evident că pentru calculul exact al lui f_s trebuie să se țină seama și de faptul, că datorită capacităților parazite de intrare și în paralel cu R_r, factorul de reacție nu poate fi considerat ca mărime reală la valori ridicate ale frecvenței.

Este de observat că *pentru* $R_r = R_1$ *circuitul* din figura 7.22, *a funcționează ca repetor de tensiune. Pentru* $R_r < R_1$ *el se comportă ca divizor activ de tensiune*, posibilitate ce nu este oferită de AO cu intrare diferențială de tensiune.

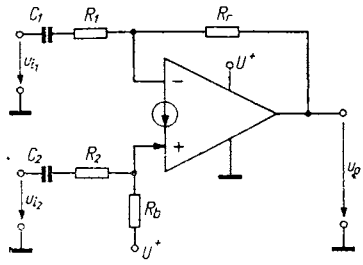


Fig. 7.23. Amplificator diferențial cu cuplaj *RC*.

● Circuitul din figura 7.22, *b* este un **amplificator inversor cu CDA.** Se constată că el diferă față de amplificatorul neinversor doar prin conectarea circuitului de intrare R_1C_1 la borna inversoare. Mecanismul amplificării semnalelor alternative este în acest caz diferit față de varianta inversoare, în sensul că reacția negativă minimizează componenta alternativă a curentului de intrare al bornei inversoare. *Amplificarea de tensiune* a circuitului la frecvențe medii este

$$A_{uro} = -\frac{R_r}{R_1},$$

pulsația limită inferioară are valoarea

$$\omega_j = \frac{1}{R_1C_1},$$

iar *frecvența limită superioară* se obține raportînd produsul cîștig-bandă la modulul amplificării de tensiune cu reacție A_{uro}.

● **Varianta diferențială a amplificatorului cu cuplaj RC realizat cu CDA** este redată în figura 7.23. Aplicînd principiul suprapunerii efectelor și presupunînd că funcționarea are loc la frecvențe medii se deduce

$$u_o = u_{i2}\frac{R_r}{R_2} - u_{i1}\frac{R_r}{R_1}. \tag{7.18}$$

Pentru $R_1 = R_2 = R$ rezultă din (7.18)

$$A_{uro} = \frac{u_o}{u_{i2} - u_{i1}} = \frac{R_r}{R}.$$

Pentru o bună rejecție a semnalului comun în întreg domeniul frecvențelor de lucru este necesară și egalitatea reactanțelor capacitive ale condensatoarelor de intrare. Rezultă că $C_1 = C_2$. Trebuie menționat că la scrierea relațiilor de mai sus s-a considerat că rezistența dinamică a diodei oglinzii de curent r_d, este neglijabilă față de R_2 și R_b. Această presupunere implică alegerea unor valori de ordinul Mohmului pentru aceste rezistoare. Valoarea lui r_d este dependentă de componenta continuă a curentului de polarizare al intrării neinversoare I_b și se poate determina din

$$r_d = \frac{U_I}{I_b} = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{I_b}. \tag{7.19}$$

● Un alt circuit care este realizabil doar cu CDA este **sumatorul neinversor** (fig. 7.24). Funcționarea lui se bazează pe valoarea redusă a impedanței de intrare a oglinzii de curent (r_d). Dacă $R_{1n} \gg r_d$ însumarea este efectuată cu o bună precizie, influența reciprocă a tensiunilor de intrare fiind minimă. Tensiunea de ieșire la frecvențe medii se determină din

$$u_o = u_{i1}\frac{R_r}{R_{11}} + u_{i2}\frac{R_r}{R_{12}} + \ldots + u_{in}\frac{R_r}{R_{1n}},$$

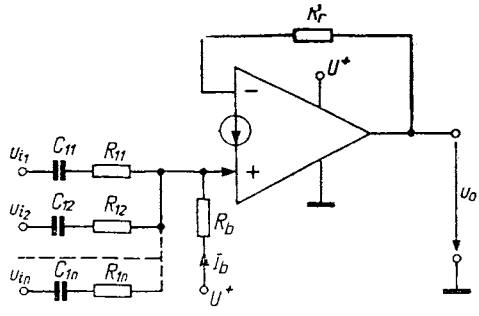


Fig. 7.24. Sumator neinversor.

unde tensiunile de intrare $u_{i1}, u_{i2}, \ldots, u_{in}$ sînt măsurate față de masă. Pentru $I_b = 10^{-5}$ A, rezultă din (7.19) $r_d = 2\,600\ \Omega$. Dacă se adoptă pentru R_{1n} valori de ordinul a $10^6\ \Omega$ condiția $R_{1n} \gg r_d$ este satisfăcută cu prisosință.

Varianta inversoare a amplificatorului sumator se obține din figura 7.24 prin simpla comutare a circuitelor de intrare la intrarea inversoare a CDA.

7.8. SURSE DE REFERINȚĂ ȘI STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Cu toate că impun utilizarea unui număr mai mare de componente, sursele de referință și *stabilizatoarele de tensiune care utilizează AO pot realiza performanțe care depășesc posibilitățile stabilizatoarelor de tensiune monolitice.* Acest avantaj este realizabil datorită utilizării AO cu cîștig mare și derivă termică redusă, în combinație cu diode stabilizatoare compensate termic.

● **Schema tipică a sursei de referință cu AO pentru tensiuni pozitive** este arătată în figura 7.25. Varianta pentru tensiuni negative se obține inversînd modul de conectare al diodei și alimentînd AO între masă și o tensiune negativă U^-. Dioda stabilizatoare compensată termic D este caracterizată printr-un coeficient de temperatură al tensiunii care poate atinge, la diode de calitate, valori de ordinul a 0,0005 %/°C. Pentru a reduce variațiile de tensiune produse de modificarea curentului prin diodă, circuitul din figura 7.25 asigură stabilizarea acestui curent, menținînd constantă diferența de potențial de la bornele rezistorului R_1. Circuitul este prevăzut cu două bucle de reacție. La conectarea sursei de alimentare, fiind preponderentă reacție pozitivă, tensiunea de ieșire crește înspre valori pozitive pînă la străpungerea inversă a diodei stabilizatoare. După aceasta factorul de reacție pozitivă se micșorează datorită valorii scăzute a rezistenței interne a diodei, predominînd reacția negativă ($R_3 - R_4$). Circuitul permite obținerea a două valori pentru tensiunea de ieșire

$$U_o \text{ și } U'_o = U_o\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right).$$

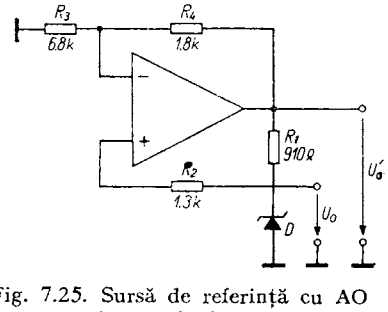


Fig. 7.25. Sursă de referință cu AO pentru tensiuni pozitive.

Pentru o cît mai bună stabilitate a tensiunii de ieșire **se recomandă** următoarele:

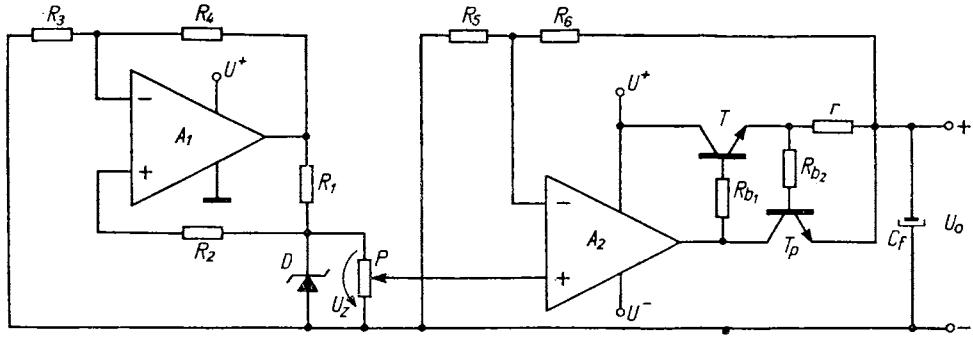


Fig. 7.26. Stabilizator cu tensiune reglabilă.

— *utilizarea unui AO cu valori reduse ale curentului de intrare, decalajului de tensiune și curent, precum și a derivei termice;*

— *echilibrarea circuitelor de intrare ale AO* prin respectarea condiției

$$R_2 + r_d = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4},$$

r_d fiind rezistența internă a diodei D;

— *evitarea încărcării ieșirii U_0 cu sarcini variabile,* pentru a preveni modificarea curentului prin dioda stabilizatoare;

— *folosirea unor rezistoare (R_1, R_3 și R_4) cu o bună stabilitate termică și cu o clasă de precizie de cel puțin* 1%.

În figura 7.25 se dau valori tipice pentru elementele de circuit pasive în ipoteza folosirii unei diode stabilizatoare compensate având parametrii $U_z = 6{,}6$ V, $I_z = 2$ mA și $r_d = 75\ \Omega$.

Sursa de referință din figura 7.25 poate fi utilizată în cadrul unor stabilizatoare cu tensiune fixă sau reglabilă.

● În figura 7.26 se exemplifică această posibilitate, prezentîndu-se schema unui **stabilizator cu tensiune reglabilă** cu element de reglare serie, care furnizează tensiuni de ieșire între 0 și $U_z\left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)$. Aici T are rolul elementului de reglare, T_p asigură protecția la suprasarcină, R_{b1} și R_{b2} limitează curentul de colector al tranzistoarelor T și T_p, iar r stabilește valoarea curentului la care intervine protecția la suprasarcină. Sursa U^- asigură funcționarea corectă a etajului de intrare al amplificatorului A_2 pentru tensiuni de intrare apropiate de zero. În funcție de tipul tranzistorului de reglare stabilizatorul poate furniza curenți de sarcină cuprinși între 100 mA și 2 A.

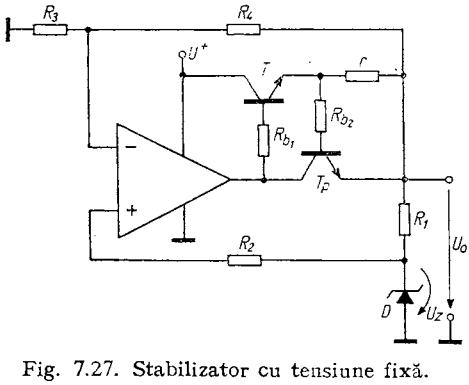


Fig. 7.27. Stabilizator cu tensiune fixă.

● Atunci cînd tensiunea de ieșire nu trebuie să fie reglabilă, se utilizează

stabilizatorul cu tensiune fixă din figura 7.27. Tensiunea de ieșire este stabilită prin dimensionarea divizorului $R_4 - R_3$ în conformitate cu relația

$$U_o = U_z\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right),$$

iar R_1 se dimensionează, cunoscînd valoarea recomandată I_z a curentului prin dioda stabilizatoare, din

$$R_1 = \frac{U_o - U_z}{I_z}.$$

Circuite similare cu cele din figurile 7.26 și 7.27 se pot realiza și pentru tensiuni de ieșire negative. Reprezentarea lor se recomandă ca exercițiu.

7.9. REDRESOARE DE PRECIZIE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Începînd cu acest paragraf se vor prezenta cîteva dintre cele mai reprezentative aplicații ale AO în prelucrarea neliniară a semnalelor. Dintre aceste aplicații se remarcă și *utilizarea AO în circuite de redresare precisă a semnalelor alternative cu amplitudini reduse.*

Obținerea cu precizie ridicată a valorii medii redresate a unei tensiuni alternative, folosind mijloace convenționale, nu este posibilă dacă amplitudinea acesteia este mai mică sau de același ordin de mărime cu tensiunea de deschidere a diodei semiconductoare folosite (0,2 pînă la 0,6 V). Reducerea substanțială a tensiunii de deschidere și liniarizarea caracteristicii diodei se poate obține prin introducerea ei în bucla de reacție a unui AO. Datorită cîștigului de tensiune ridicat, AO va regla automat căderea de tensiune la bornele diodei astfel încît pe durata conducției acesteia să se asigure o relație liniară între tensiunea de redresat și cea redresată, chiar și pentru tensiuni de intrare de ordinul fracțiunilor de milivolt. Ansamblul diodă-amplificator constituie în acest fel o diodă de precizie.

● Cel mai simplu **circuit utilizat pentru redresarea unei singure alternanțe** a tensiunii alternative u_i este prezentat în figura 7.28. Este de observat că în semiperioada pozitivă a tensiunii de intrare bucla de reacție este închisă, amplificatorul funcționează ca repetor de tensiune, iar tensiunea de ieșire u_0 este replica fidelă a celei de intrare. Pentru semiperioada negativă a tensiunii de intrare dioda este polarizată invers, bucla de reacție este întreruptă, tensiunea u_i este aplicată integral între bornele de intrare ale AO care intră

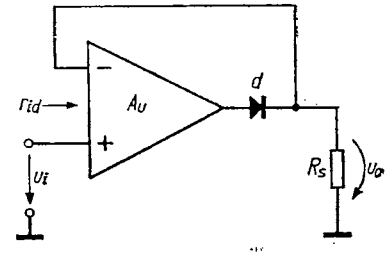


Fig. 7.28. Redresor de precizie monoalternanță.

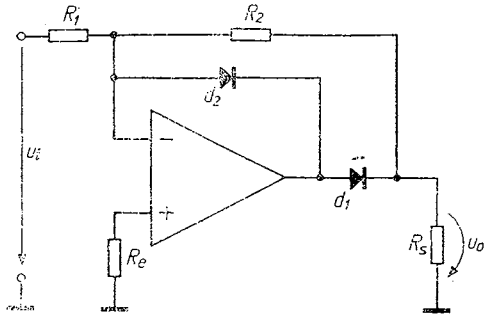


Fig. 7.29. Varianta inversoare a redresorului de precizie monoalternanță.

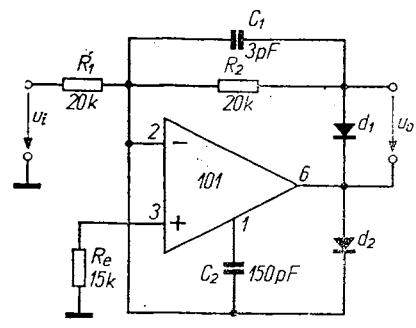


Fig. 7.30. Redresor de precizie monoalternanță cu bandă de frecvențe extinsă.

în saturație. Tensiunea de ieșire va fi practic nulă ($r_{id} \gg R_s$). Pentru semiperioada pozitivă tensiunea de deschidere a „diodei de precizie" va fi $\frac{U_d}{A_u}$,

unde prin U_d s-a notat tensiunea la care se deschide dioda d. Prin conectarea inversă a diodei d circuitul va redresa semiperioada negativă a tensiunii de intrare.

Principalele dezavantaje ale circuitului rezultă din descrierea funcționării sale și se manifestă în intervalul de timp în care bucla de reacție rămîne deschisă. Aceste **dezavantaje** sînt: *saturația amplificatorului*, fapt care reduce frecvența maximă de funcționare corectă (sute de Hz pentru AO de tipul 741); *valoarea mare a rezistenței de ieșire și funcționarea cu tensiuni de intrare diferențiale mari.*

● Eliminarea dezavantajelor de mai sus este asigurată de **varianta inversoare pentru redresarea unei singure alternanțe.** Se constată că pentru semiperioada negativă a tensiunii u_i, este valabilă relația

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_i, \quad (u_i < 0);$$

iar pentru semiperioada pozitivă, cînd d_1 este blocată, bucla de reacție se închide prin d_2, tensiunea la borna de ieșire a amplificatorului fiind negativă și egală cu căderea de tensiune pe d_2, iar tensiunea de ieșire a circuitului u_0, este nulă. Un astfel de circuit permite *creșterea frecvenței maxime de funcționare*, în cazul cînd se utilizează un AO de tipul 741, pînă la valori de ordinul unui kHz. Pentru frecvențe mai mari de lucru este necesară utilizarea unor AO cu corecție externă a caracteristicii de frecvență, care pot asigura o *bandă mai largă*. Circuitul din figura 7.30, prevăzut cu amplificatorul ROB 101, funcționează corect pînă la frecvențe apropiate de 100 kHz.

● **Redresoare de precizie bialternanță.** În unele aplicații se cere redresarea precisă a ambelor alternanțe ale unei tensiuni alternative. În cazurile în care sarcina are un terminal conectat la masă, se poate utiliza circuitul din figura 7.31, *a*. Aici A_1 și elementele conexe funcționează ca redresor monoalternanță, iar A_2 însumează și inversează tensiunile u_i și $2u_a$ furnizînd la ieșire o tensiune pulsatorie cu valoarea medie pozitivă, așa cum rezultă și

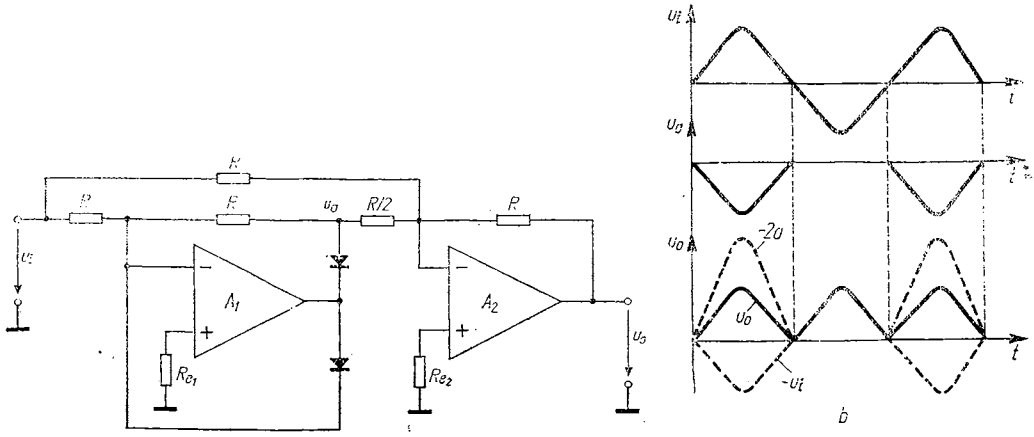


Fig. 7.31. Redresor de precizie bialternanță.

din figura 7.31, *b*. Inversînd modul de conectare al diodelor se obține o valoare medie negativă a tensiunii de ieșire.

● O altă **variantă a redresorului de precizie bialternanță**, care prezintă avantajul unui *cîștig de tensiune supraunitar și reglabil*, este prezentată în figura 7.32. Pentru alternanță pozitivă a tensiunii de intrare vor fi în conducție d_2 și d_3; A_1 funcționează ca amplificator neinversor, iar tensiunea de ieșire va avea valoarea

$$u_o = \left(1 + \frac{(1-x)R}{xR}\right) u_i = \frac{u_i}{x}. \qquad (7.20)$$

În alternanța negativă conduc d_1 și d_4, A_1 funcționează ca repetor de tensiune, A_2 ca inversor, iar tensiunea de ieșire va fi

$$u_o = -\frac{R}{xR} u_i = -\frac{u_i}{x}. \qquad (7.21)$$

Deci, în conformitate cu (7.20) și (7.21) se poate scrie

$$u_o = \frac{|u_i|}{x}.$$

Se constată că *amplificarea de tensiune a circuitului poate fi modificată în limite largi*. În comparație cu circuitul din figura 7.21, această variantă are și avantajul unei *impedanțe de intrare mari*.

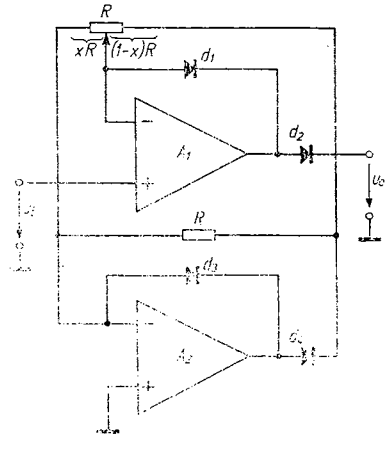


Fig. 7.32. Redresor de precizie bialternanță cu cîștig reglabil și rezistență mare de intrare.

● **Redresorul de precizie bialternanță pentru sarcini flotante** este prezentat în figura 7.33. Circuitul este util în situațiile în care se urmărește măsurarea valorii efective

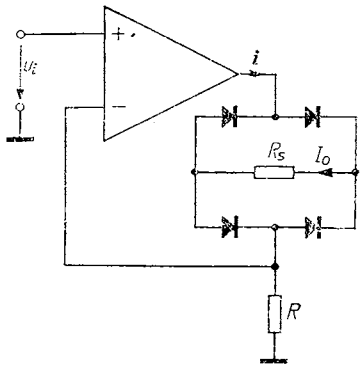


Fig. 7.33. Redresor de precizie bialternanță pentru sarcină flotantă.

a unei tensiuni armonice cu ajutorul unui instrument magnetoelectric. În acest caz R_s reprezintă rezistența internă a instrumentului. Considerînd AO ideal se pot scrie relațiile

$$u_i = i\,R$$

$$i = \frac{u_{im}}{R} \sin \omega t,$$

$$I_o = \frac{2}{\pi}\,\frac{u_{im}}{2} = \frac{2\sqrt{2}U_i}{R\pi}\,.$$

Din ultima relație rezultă proporționalitatea valorii medii a curentului de sarcină I_0 cu valoarea efectivă a tensiunii de intrare U_i.

Este de reliefat că *redresoarele de precizie pot fi transformate în convertoare tensiune alternativă-tensiune continuă de precizie, prin conectarea la ieșire a unui filtru trece-jos.*

7.10. DETECTOARE DE VÎRF

Aceste circuite servesc la *determinarea valorii maxime sau minime a unei tensiuni variabile, într-un interval de timp stabilit.*

● Cel mai simplu **detector de vîrf pentru tensiuni de intrare pozitive** este reprezentat în figura 7.34, *a*. Dacă în momentul începerii măsurării condensatorul C este descărcat cu ajutorul unui comutator cu contacte sau static, el se va încărca la cea mai mare valoare pozitivă pe care a avut-o tensiunea de intrare în intervalul de măsurare (fig. 7.34, *b*). Se constată că pentru $u_i \geqslant u_o$, tensiunea de ieșire urmărește valoarea tensiunii de intrare, iar pentru $u_i < u_o$, tensiunea de ieșire rămîne constantă și egală cu cea mai mare valoare anterioară, datorită blocării diodei *d*. Mai este de menționat că atunci cînd $u_o > u_i$ bucla de reacție a AO este întreruptă și amplificatorul intră în saturație datorită aplicării între cele două intrări ale sale a diferenței de tensiune $u_o - u_i$. Precizia cu care se efectuează memorarea valorii de vîrf este determinată

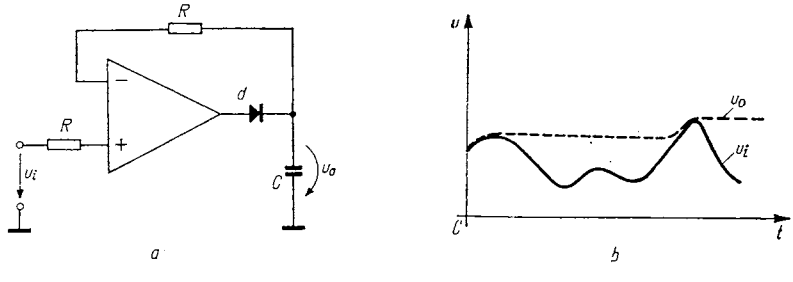


Fig. 7.34. Detector de vîrf:
a — circuitul; b — variația tensiunilor u_i și u_0.

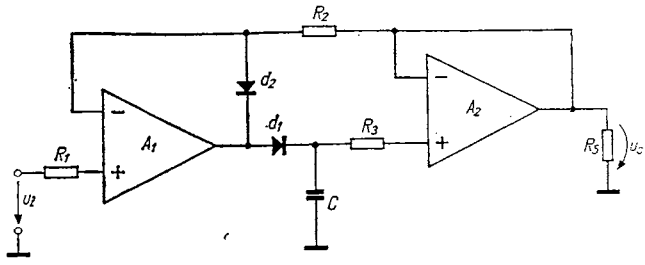


Fig. 7.35. Variantă îmbunătățită a detectorului de vîrf.

de pierderile de sarcină care au loc datorită curentului de scurgere prin dielectricul condensatorului, curentului invers al diodei *d* și celui de polarizare al intrării inversoare a AO. Atunci cînd durata de măsurare este mare, în scopul reducerii vitezei de alterare a tensiunii pe condensator, se iau măsuri pentru micșorarea curenților de scurgere și se adoptă o valoare mai mare pentru condensatorul *C*. Mai este de menționat că *pentru detectarea valorilor de vîrf negative se inversează conectarea diodei d.*

În cele de mai sus s-a presupus că circuitul funcționează cu ieșirea în gol, ipoteză care nu se confirmă în practică. Deoarece rezistența de sarcină poate avea valori de ordinul sutelor de ohmi sau kiloohmilor, ea nu poate fi conectată direct la ieșirea detectorului de vîrf fiind necesară folosirea unui circuit adaptor de impedanță.

● Eliminarea dezavantajelor menționate pentru circuitul din figura 7.34,*a* se realizează utilizînd **detectorul de vîr perfecționat cu două AO,** din figura 7.35. Amplificatorul A_1 are rolul de detector de vîrf cu evitarea saturației prin intermediul diodei d_2, iar A_2 funcționează ca repetor de tensiune cu curent de intrare redus. Rezistorul R_2 preia diferența de tensiune $u_o - u_i$ atunci cînd $u_o > u_i$, iar R_3 previne descărcarea distructivă a lui C peste intrarea lui A_2, la deconectarea surselor de alimentare. Pentru A_1 este indicată utilizarea unui AO cu corecție externă a caracteristicii de frecvență (ROB 101), în vederea asigurării stabilității la funcționare cu sarcină capacitivă. A_2 trebuie să fie un amplificator cu curent de intrare redus (ROB 308). *Circuitul poate funcționa în regim de detectare a valorilor de vîrf negative dacă se inversează conectarea diodelor* d_1 și d_2.

7.11. CIRCUITE DE EȘANTIONARE ȘI MEMORARE

Eșantionarea și memorarea unui semnal analogic are loc în două etape distincte, cărora le corespund două intervale de timp succesive. În perioada de eșantionare T_e, de obicei mai scurtă, se transmite la ieșire semnalul de intrare nemodificat, iar în perioada de memorare T_m, se menține la ieșire valoarea avută de semnalul de intrare la sfîrșitul perioadei de eșantionare anterioare. Realizarea unui circuit de eșantionare și memorare presupune existența unui *comutator* și a unui *element de memorare analogică.*

În figura 7.36, *a* se prezintă **schema de principiu a unui circuit de eșantionare și memorare,** iar în figura 7.36, *b* este ilustrată funcționarea acestuia. Rolul comutatorului îl are aici tranzistorul cu efect de cîmp *T*, cu joncțiune și canal *n*. Acesta conectează în perioada de eșantionare semnalul de intrare e_g la bornele condensatorului *C* și prin intermediul repetorului de tensiune *A*, cu rol de adaptor de rezistență, la sarcina R_s. În perioada de memorare tran-

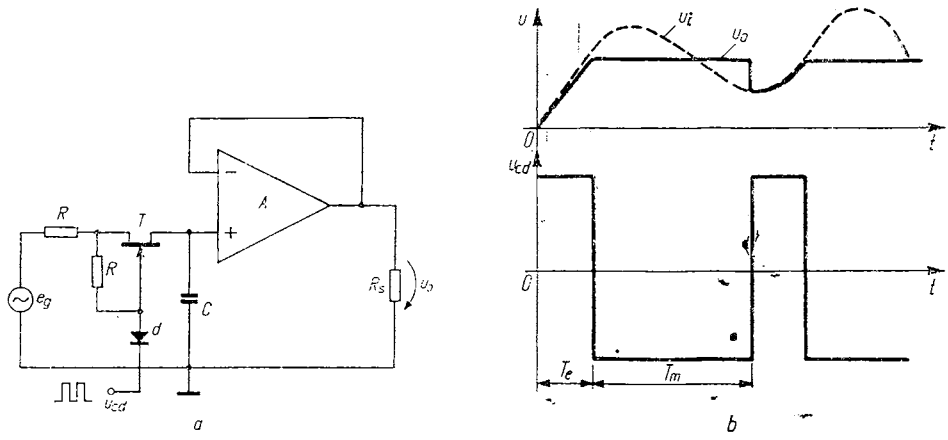


Fig. 7.36. Circuit de eșantionare și memorare:
a — schema; b — variația tensiunilor u_i și u_0.

zistorul T este blocat, asigurînd întreruperea circuitului de încărcare. Tensiunea pe condensator, deci și pe rezistorul de sarcină, rămîne constantă și egală cu valoarea de la sfîrșitul perioadei de eșantionare precedente. Constanta de timp a circuitului de încărcare este determinată de rezistența R (care cuprinde și rezistența internă a sursei e_g) și de rezistența drenă-sursă a tranzistorului T în conducție r_{ON}, $T_i = (R + r_{ON})\,C$. *Pentru asigurarea unui răspuns cît mai prompt, constanta de timp trebuie să fie cu atît mai mică cu cît viteza de variație a semnalului de intrare este mai mare.* Această cerință presupune o valoare redusă a rezistenței din circuitul de încărcare al condensatorului. În același timp, reducerea rezistenței de intrare a circuitului poate solicita nefavorabil sursa semnalului de intrare. Mai este de menționat că *răspunsul circuitului este influențat și de parametrii dinamici ai AO.*

În perioada de memorare, în scopul micșorării vitezei de alterare a tensiunii la bornele condensatorului C, este necesară minimizarea curenților care contribuie la descărcarea acestuia. În acest scop se utilizează tranzistoare cu curent rezidual drenă-sursă cît mai redus, condensatoare de calitate cu curenți de scurgere cît mai mici și un AO cu un curent de polarizare redus. În mod obișnuit se pot obține facil viteze de alterare de ordinul a 1 mV/s.

● **O variantă perfecționată a circuitului de eșantionare și memorare** este prezentată în figura 7.37. Aici, amplificatorul A asigură o rezistență de intrare mare și o rezistență de ieșire mică în circuitul de încărcare al condensatorului de memorare. Adaptarea sarcinii este asigurată de repetorul pe sursă T_2 care contribuie la minimizarea vitezei de alterare a tensiunii memorate. Amplificatorul A, cheia T_1 și repetorul T_2, sînt cuprinse în aceeași buclă de reacție negativă în scopul reducerii erorilor statice și de neliniaritate. Comanda tranzistorului T_1 se face cu o undă dreptunghiulară avînd amplitudinile U_1^+ și U_2^-. În perioada de eșantionare (T_1 saturat), tensiunea u_{cd} este pozitivă, dioda d este blocată și u_{gs1} este nul. În intervalul de memorare u_{cd} este negativ, dioda d conduce, u_{gs1} este tot negativ, iar tranzistorul T_1 este blocat. Condensatorul C_a, de ordinul zecilor de pF, îmbunătățește comutarea în conducție a tranzistorului T_1 accelerînd descărcarea capacității parazite grilă-sursă, care, în absența lui C_a, s-ar descărca lent prin rezistența

de valoare mare R_1 (0,1 — 1,5 MΩ). Dacă rezistența de ieșire asigurată de repetorul T_1 nu este suficient de mică pentru aplicația avută în vedere, T_2 se poate înlocui cu un repetor cu AO.

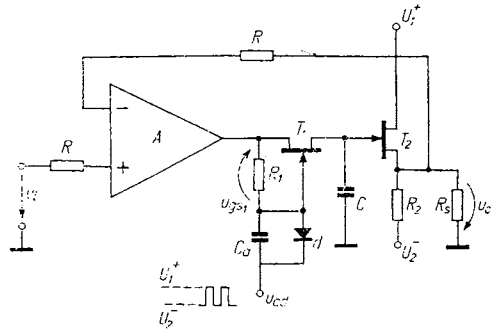


Fig. 7.37. Variantă perfecționată a circuitului de eșantionare și memorare.

● O **variantă inversoare a circuitului de eșantionare și memorare** este aceea din figura 7.38. Circuitul funcționează în perioada de eșantionare ca inversor (T conduce), iar în perioada de memorare ca integrator în regim de memorare (T blocat). Față de varianta neinversoare, circuitul are **avantajul** *funcționării AO fără semnal comun și a unei valori neglijabile a curentului rezidual drenă-sursă al tranzistorului* T, căruia i se aplică în perioada de memorare o diferență de potențial redusă. În perioada de eșantionare, rezistența de intrare a circuitului este R, iar timpul său de răspuns este determinat de comportarea dinamică a AO și de constanta de timp $(R + r_{ON})\,C$.

Așa cum a rezultat din discuția referitoare la schema de principiu din figura 7.36, *a*, AO utilizat în circuitul de ieșire trebuie să îndeplinească două cerințe contradictorii și anume: un curent de polarizare la intrare foarte mic, caracteristic amplificatoarelor de instrumentație și un răspuns rapid, întîlnit la AO de bandă largă.

● Avînd în vedere că prima cerință se referă numai la perioada de memorare, iar cea de a doua corespunde numai perioadei de eșantionare, o soluție de compromis poate fi realizată utilizînd un **amplificator cu parametrii programabili** (μA 776). În figura 7.39 este ilustrată această variantă a circuitului de eșantionare și memorare. Pentru u_{cd} egal cu +15 V circuitul se află în stare de eșantionare, T_1 și T_2 conduc și curentul I_{SET} este maxim (100 μA). În această situație AO asigură, la un curent de intrare relativ mare, un răspuns rapid (SR = 5 V/μs). Pentru $u_{cd} = -15$ V circuitul memorează, T_1 și T_2 sînt blocate și curentul I_{SET} are valoarea minimă (0,5 μA). În urma modificării punctelor de funcționare ale etajelor componente, AO absoarbe

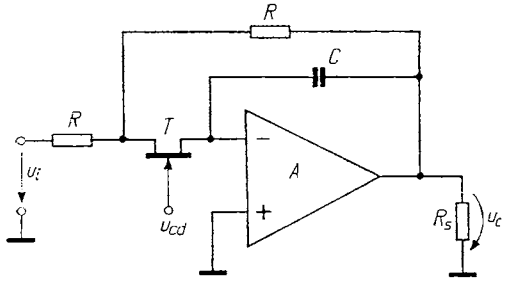


Fig. 7.38. Varianta inversoare a circuitului de eșantionare și memorare.

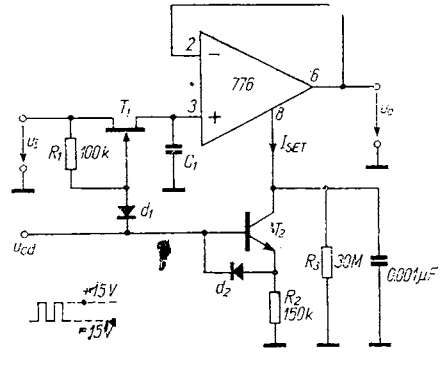


Fig. 7.39. Circuit de eșantionare și memorare cu AO avînd parametrii programabili.

în această situație un curent de polarizare la intrare aproximativ 1 nA. Evident că în această situație și viteza de răspuns scade corespunzător, dar acest fapt nu afectează funcționarea circuitului în perioada de memorare.

7.12. AMPLIFICATOARE LOGARITMICE ȘI EXPONENȚIALE

Caracteristica exponențială a diodelor semiconductoare și tranzistoarelor poate fi utilizată pentru obținerea unor amplificatoare cu caracteristică de transfer logaritmică sau exponențială. Avînd în vedere că relația dintre curentul de colector și tensiunea bază-emitor își păstrează caracterul exponențial într-o gamă mult mai largă de variație a curentului decît caracteristica curent-tensiune a diodelor semiconductoare, amplificatoarele logaritmice și exponențiale actuale se bazează pe exploatarea caracterului exponențial al relației cunoscute

$$u_{be} = U_T \ln \frac{i_c}{I_{CS}},$$

unde U_T reprezintă tensiunea termică, iar I_{CS} curentul rezidual al tranzistorului.

● **Schema de principiu a amplificatorului logaritmic** este arătată în figura 7.40. Dacă amplificatorul se consideră ideal se poate scrie

$$u_o = -u_{be} = -U_T \ln \frac{i_c}{I_{CS}} = -U_T \ln \frac{u_i}{RI_{CS}}. \tag{7.22}$$

Relația (7.22) este afectată de **erori** care provin din *modificarea cu temperatura a mărimilor* U_T *și* I_{CS}, iar *domeniul de variație al tensiunii de ieșire este restrîns.*

● **Amplificatorul logaritmic compensat termic** prezentat în figura 7.41 elimină aceste dezavantaje. Amplificatorul A_2 modifică tensiunea u_{be2} a tranzistorului T_2, din bucla sa de reacție, astfel încît forțează egalitatea $i_{c2} = I_o$. Deci pentru T_2 se poate scrie

$$u_{be2} = U_T \ln \frac{I_o}{I_{CS2}}. \tag{7.23}$$

În mod similar, acționînd asupra lui u_{be1}, A_1 asigură egalitatea $i_{c1} = \frac{u_i}{R_1}$, ceea ce conduce la relația

$$u_{be1} = U_T \ln \frac{u_i}{R_1 I_{CS1}}. \tag{7.24}$$

Pentru acest circuit se mai poate scrie în ipoteza neglijării curentului bazei tranzistorului T_2

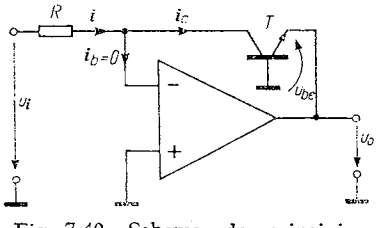


Fig. 7.40. Schema de principiu a amplificatorului logaritmic.

$$u_0 \frac{R_T}{R_2 + R_T} = u_{be2} - u_{be1}.$$

Înlocuind aici pe u_{be2} și u_{be1} din (7.23) și (7.24) se obține

$$u_o = -\left(1 + \frac{R_2}{R_T}\right) U_T \ln \left[\frac{u_i}{I_o R_1} \frac{I_{CS2}}{I_{CS1}}\right]. \tag{7.25}$$

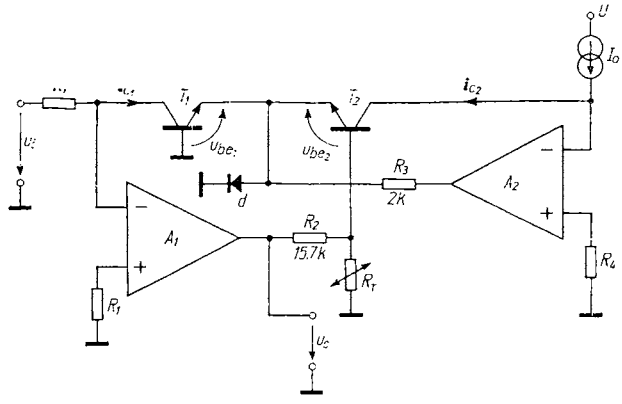


Fig. 7.41. Amplificator logaritmic compensat termic.

Dacă tranzistoarele T_1 și T_2 sînt împerechiate și cuplate termic, influența curenților reziduali se compensează, relația (7.25) devenind

$$u_o = -\left(1 + \frac{R_2}{R_T}\right) U_T \ln \frac{u_i}{I_0 R_1}.$$

Compensarea influenței pe care o are variația cu temperatura a lui U_T se poate realiza dacă R_T este un *termistor cu coeficient de temperatură pozitiv* ($K_t = 0{,}3\%/°C$).

Dacă se îndeplinește condiția $R_2 = 15{,}7\ R_T$, se înlocuiește U_T cu $26 \cdot 10^{-3}$ V (la 27°C) și se trece la sistemul de logaritmi în baza zece, se obține

$$u_o = -1 \text{ volt } \log_{10} \frac{u_i}{R_1 I_o},$$

rezultînd un factor de scară de 1 V/dec.

Mai este de menționat, că *aducerea la zero a ieșirii pentru o tensiune de intrare nulă se realizează modificînd decalajul inițial a lui* A_1, prin intercalarea între borna neinversoare și masă a unui circuit corespunzător. Dioda d protejează joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor la aplicarea unor tensiuni inverse, iar R_3 limitează curentul de ieșire al amplificatorului A_2. Sursa de curent I_o se realizează utilizînd un rezistor de valoare mare conectat la plusul sursei de alimentare. Pentru lărgirea gamei dinamice a amplificatorului logaritmic înspre domeniul curenților mici și obținerea unor erori statice reduse A_1 trebuie să fie un AO cu curent de polarizare, decalaj și derivă mică (ROB 308). Pentru A_2, o soluție bună este AO de tipul ROB 101 T. În condițiile de mai sus, se pot obține precizii mai bune de 1% într-un interval de variație al curentului de intrare $\left(\frac{u_i}{R_1}\right)$ cuprins între zeci de nA și sute de μA (patru decade). *Extinderea domeniului de variație al curentului de intrare duce la înrăutățirea preciziei cu care caracteristica de transfer a amplificatorului respectă funcția logaritmică.*

● Prin modificarea configurației circuitului din figura 7.41 se obține **amplificatorul cu caracteristică antilogaritmică (exponențială)** din figura 7.42.

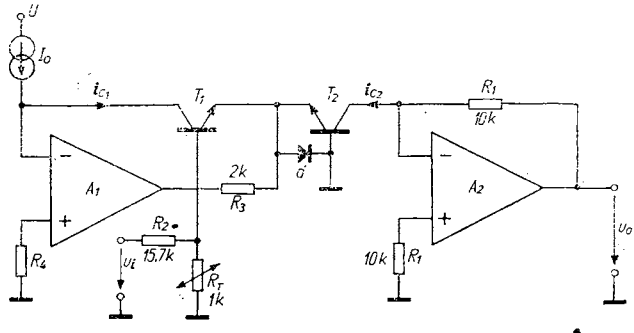


Fig. 7.42. Amplificator cu caracteristică de transfer exponențială.

Aici A_1 forțează prin T_1, aflat în bucla sa de reacție, curentul $i_{c1} = I_o$, așa încît se poate scrie

$$u_{be1} = U_T \ln \frac{I_o}{I_{cs1}}. \tag{7.26}$$

Amplificatorul A_2 funcționează în regim de convertor curent-tensiune, conform relației

$$u_o = i_{c2} R_1,$$

iar u_{be2} se poate exprima sub forma

$$u_{be2} = U_T \ln \frac{i_{c2}}{I_{cs2}} = U_T \ln \frac{u_o}{R_1 I_{cs2}}. \tag{7.27}$$

Pentru circuitul care cuprinde joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor și R_T se poate scrie

$$\frac{u_i}{1 + \dfrac{R_2}{R_T}} = u_{be1} - u_{be2}.$$

Înlocuind pe u_{be1} și u_{be2} din (7.26) și (7.27) și considerînd tranzistoare identice se obține

$$u_o = I_o R_1 \ln^{-1} \left[- \frac{u_i}{\left(1 + \dfrac{R_2}{R_T}\right) U_T} \right]. \tag{7.28}$$

Dacă se ia $R_2 = 15{,}7\ R_T$, $U_T = 26 \cdot 10^{-3}$ și se trece la sistemul de logaritmi în baza zece relația (7.28) devine

$$u_o = I_o R_1 \log_{10}^{-1} \left[- \frac{u_i}{1 \text{ volt}} \right].$$

Ca și în cazul circuitului din figura 7.41, termistorul R_T asigură compensarea variației cu temperatura a tensiunii U_T. Pentru A_1 și A_2 se recomandă utilizarea AO de precizie ROB 101 T.

● **Circuit de multiplicare-divizare.** În cele de mai sus s-au prezentat separat amplificatoarele cu caracteristică logaritmică și antilogaritmică. Aceste

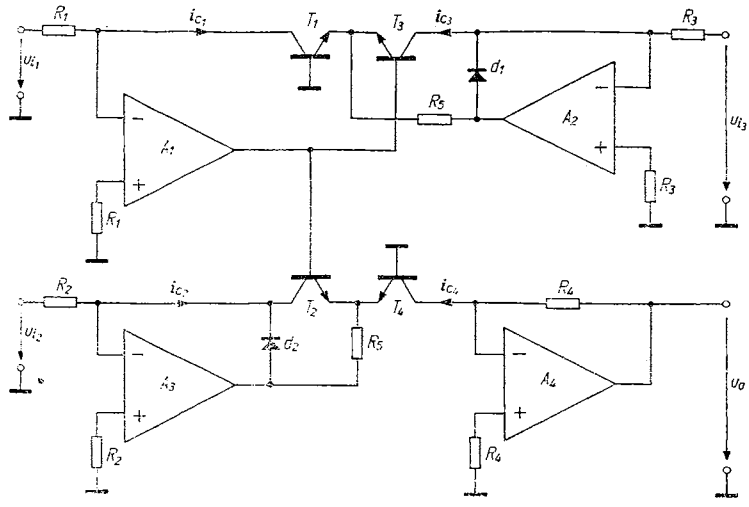


Fig. 7.43. Circuit de multiplicare-divizare.

două circuite se utilizează împreună, atunci cînd ansamblul servește pentru multiplicarea sau divizarea a două variabile reprezentate prin tensiuni electrice. O astfel de utilizare aduce simplificări ale structurii fiecărui circuit în parte, nemaifiind necesară utilizarea divizoarelor compensate termic (R_2, R_T). Un astfel de circuit este prezentat în figura 7.43. La intrările amplificatoarelor A_1, A_2 și A_3 sînt aplicate tensiunile de intrare u_{i1}, u_{i2} și u_{i3}, iar tensiunea u_o este obținută la ieșirea lui A_4 care funcționează în regim de convertor curent-tensiune. Pentru cele patru tranzistoare se scriu relațiile

$$u_{be1} = U_T \ln \frac{u_{i1}}{R_1 I_{CS1}} \tag{7.29}$$

$$u_{be2} = U_T \ln \frac{u_{i2}}{R_2 I_{CS2}} \tag{7.30}$$

$$u_{be3} = U_T \ln \frac{u_{i3}}{R_3 I_{CS3}} \tag{7.31}$$

$$u_{be4} = U_T \ln \frac{i_{c4}}{I_{CS4}} = U_T \ln \frac{u_o}{R_4 I_{CS4}} \cdot \tag{7.32}$$

Pentru circuitul care cuprinde joncțiunile bază-emitor ale celor patru tranzistoare se scrie

$$u_{be1} - u_{be3} + u_{be2} - u_{be4} = 0. \tag{7.33}$$

Înlocuind în (7.33) valorile lui u_{be} din (7.29) pînă la (7.32) se deduce

$$U_T \ln \left[\frac{u_{i1}}{R_1 I_{CS1}} \cdot \frac{R_3 I_{CS3}}{u_{i3}} \cdot \frac{u_{i2}}{R_2 I_{CS2}} \cdot \frac{R_4 I_{CS4}}{u_o} \right] = 0. \tag{7.34}$$

Dacă tranzistoarele T_1 și T_3, respectiv T_2 și T_4 sînt împerecheate și cuplate termic, iar $R_1 = R_2 = R_3 = 10R_4$, (7.34) devine

$$u_o = \frac{u_{i1}u_{i2}}{10u_{i3}}. \tag{7.35}$$

Dacă se dorește multiplicarea tensiunilor u_{i1} și u_{i2}, u_{i3} va fi o tensiune de referință constantă. Divizarea lui u_{i1} cu u_{i3} presupune constanța lui u_{i2}. Valorile tensiunilor cu rol de referință se aleg în concordanță cu factorul de scară necesar.

Bibliografie

1. Barna, A. *Operational Amplifiers.* John Wiley, 1971.
2. Bulucea, C., ș.a. *Circuite integrate liniare,* Ed. Tehnică, București, 1976.
3. Clayton, G. B. *Operational Amplifiers.* Butterworth Inc., 1971.
4. Jung, W. G. IC *Op-Amp Cookbook.* Howard W. SAMS, 1976.
5. Millman, J., ș.a. *Integrated electronics.* Mc. Graw-Hill, 1972.
6. Roberge, J. K. *Operational amplifiers.* John Wiley, 1976.

ANEXA A

CARACTERISTICI BODE

A.1. INTRODUCERE

Reprezentarea punct cu punct a modulului și fazei unei funcții de transfer în raport cu frecvența necesită o muncă considerabilă. De aceea s-a elaborat o metodă aproximativă care permite trasarea rapidă a dependenței modulului și fazei de frecvență. Diagramele care au rezultat poartă denumirea de **caracteristici Bode.** Metoda se bazează pe *folosirea funcției logaritmice,* iar *modulul și faza se vor reprezenta în funcție de logaritmul frecvenței.*

Pentru a aprecia avantajele utilizării logaritmului funcției de transfer, se consideră de exemplu o funcție de transfer de forma:

$$F(j\omega) = \frac{K(j\omega\tau_1 + 1)\,(j\omega\tau_3 + 1)}{(j\omega)^n\,(j\omega\tau_2 + 1)\,(j\omega\tau_4 + 1)}, \tag{A.1}$$

care poate fi scrisă sub forma polară astfel:

$$F(j\omega) = \frac{K\sqrt{(\omega\tau_1)^2 + 1}\cdot\sqrt{(\omega\tau_3)^2 + 1}}{\omega^n\sqrt{(\omega\tau_2)^2 + 1}\cdot\sqrt{(\omega\tau_4)^2 + 1}}[\operatorname{arctg}\omega\tau_1 + \operatorname{arctg}\omega\tau_3 - \tag{A.2}$$

$$- n\cdot 90^\circ - \operatorname{arctg}\omega\tau_2 - \operatorname{arctg}\omega\tau_4] = A(\omega)\,e^{j\Phi(\omega)},$$

unde $A(\omega)$ reprezintă modulul sau amplitudinea lui $F(j\omega)$ și $\Phi(\omega)$ este unghiul de fază corespunzător. Aplicînd logaritmul în baza e ecuației (A.2) rezultă:

$$\ln F(j\omega) = \ln A(\omega)\,e^{j\Phi(\omega)} = \ln A(\omega) + j\Phi(\omega), \tag{A.3}$$

unde:

$$\ln A(\omega) = \ln K + \ln\sqrt{(\omega\tau_1)^2 + 1} + \ln\sqrt{(\omega\tau_3)^2 + 1} - \ln\omega^n -$$

$$- \ln\sqrt{(\omega\tau_2)^2 + 1} - \ln\sqrt{(\omega\tau_4)^2 + 1} \tag{A.4}$$

și

$$\Phi(\omega) = \operatorname{arctg}\omega\tau_1 + \operatorname{arctg}\omega\tau_3 - n\cdot 90^\circ - \operatorname{arctg}\omega\tau_2 - \operatorname{arctg}\omega\tau_4. \tag{A.5}$$

Expresia (A.4) poate fi exprimată în dB prin înmulțirea cu 20/2,3; într-adevăr, deoarece $\ln x = \log_{10} x\cdot\ln 10 = 2{,}3\log_{10} x$ rezultă că $20\log x = (20/2{,}3)\ln x$.

Expresiile (A.4) și (A.5) conduc la următoarele concluzii importante:

— *modulul total în dB a unei funcții de transfer se determină prin însumarea algebrică a valorilor modulelor în dB ale factorilor funcției de transfer;*

— *unghiul de fază se află prin însumarea algebrică a argumentelor fiecărui factor a funcției de transfer.*

A.2. APROXIMAREA ASIMPTOTICĂ A FUNCȚIILOR DE TRANSFER UZUALE

Funcțiile de transfer cele mai întîlnite sînt prezentate mai jos:
— factori independenți de frecvență k;
— factori corespunzînd unor zerouri și poli simpli în origine $j\omega$ sau $1/j\omega$;
— factori liniari corespunzînd unor zerouri simple $j\omega\tau_1 + 1$;
— factori liniari corespunzînd unor poli simpli $\dfrac{1}{j\omega\tau_2 + 1}$;
— factori cuadratici $\left[\left(j\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 2\zeta j\dfrac{\omega}{\omega_n} + 1\right]^{\pm 1}$.

Caracteristicile răspunsului în frecvență pentru fiecare din acești factori pot fi trasate punct cu punct. Din însăși alura acestor curbe rezultă o aproximare asimptotică liniară care permite o trasare rapidă. Pentru trasarea acestor caracteristici se utilizează hîrtie cu scară logaritmică în lungul axei abciselor (pentru frecvență) și cu scară liniară în lungul axei ordonatelor (în dB pentru modul și în grade pentru unghiul de fază).

A.2.1. FACTORI INDEPENDENȚI DE FRECVENȚĂ

Constanta K poate fi reprezentată grafic pe baza relației

$$K_{dB} = 20 \log K, \tag{A.6}$$

unde K reprezintă produsul tuturor termenilor independenți de frecvență ai funcției de transfer. Relația (A.6) este redată grafic în figura A.1, pentru K avînd o valoare pozitivă supraunitară.

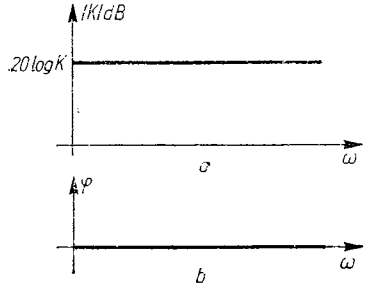


Fig. A.1. Caracteristicile de frecvență ale unei constante ($K > 1$):
a — caracteristica amplitudine-frecvență; b — caracteristica fază-frecvență.

A.2.2 ZEROURI ȘI POLI IN ORIGINE

Pentru zerouri și poli în origine $(j\omega)^{\pm n}$, caracteristicile de frecvență se determină calculînd logaritmul acestor funcții

$$\ln (j\omega)^{\pm n} = \pm n \ln \omega \pm j \cdot n \cdot 90°. \tag{A.7}$$

Modulul în dB este $\pm 20\, n \log \omega$, iar unghiul de fază $\pm n\ 90°$; semnul $+$ se ia pentru zerouri iar semnul $-$ pentru poli.

Caracteristica amplitudine-frecvență este o linie dreaptă, intersectînd axa abciselor (0 dB) în punctul $\omega = 1$ și avînd o pantă de $\pm n \cdot 20$ dB/decadă,

n reprezentînd ordinul zeroului sau polului din origine. Panta de $\pm n \cdot 20$ dB/decadă a caracteristicilor logaritmice amplitudine-frecvență s-a determinat calculînd variația Δ a amplitudinii în dB pentru o variație a frecvenței de o decadă de la ω_1 la ω_2. Pentru $n = 1$ se poate scrie:

$$\Delta_{dB} = 20 (\log \omega_2 - \log \omega_1) = 20 \log \frac{\omega_2}{\omega_1}$$

și deoarece $\omega_2 = 10\ \omega_1$, rezultă:

$$\Delta_{dB} = 20 \log 10 = 20 \text{ dB/dec.} \quad \text{(A.8)}$$

Din relația (A.7) se observă că unghiul de fază pentru un zero sau pol de ordinul n este constant, de $\pm n \cdot 90°$, independent de frecvență. De exemplu, pentru un zero simplu în origine faza este constantă și egală cu $+90°$; pentru un pol simplu faza este de asemenea constantă de $-90°$.

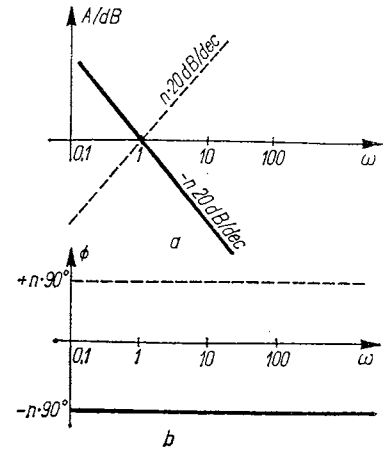


Fig. A.2. Caracteristicile de frecvență pentru $(j\omega)^{\pm n}$:
a — caracteristicile amplitudine-frecvență; b — caracteristicile fază-frecvență.

În figura A.2 sînt reprezentate caracteristicile de frecvență pentru un zero sau un pol de ordinul n.

A.2.3. FACTORI LINIARI CORESPUNZÎND UNOR ZEROURI SIMPLE

Pentru factorii liniari reprezentînd zerouri simple de forma

$$j\omega\tau_1 + 1 \quad \text{(A.9)}$$

se utilizează o aproximare asimptotică.

Pentru $\omega\tau_1 \ll 1$

$$20 \log |j\omega\tau_1 + 1| \cong 20 \log 1 = 0 \text{ dB},$$

adică pentru valori reduse ale lui ω, modulul rămîne practic 0 dB. Cînd $\omega\tau_1$ devine mult mai mare decît unitatea ($\omega\tau_1 \gg 1$),

$$20 \log |j\omega\tau_1 + 1| \cong 20 \log \omega\tau_1, \quad \text{(A.10)}$$

adică pentru valori mai ridicate ale lui ω caracteristicile logaritmice ale unui zero reamintesc caracteristicile pentru un factor de forma $j\omega\tau_1$. Pentru frecvențe suficient de mari, panta caracteristicii amplitudine frecvență este de 20 dB/dec. Dreapta de pantă 20 dB/dec. reprezintă o asimptotă a caracteristicii amplitudine-frecvență; ea intersectează axa absciselor (0 dB) în punctul în care $\omega\tau_1 = 1$ adică $\omega = 1/\tau_1$. Punctul $\omega = 1/\tau_1$ este denumit **punct de frîngere** iar frecvența corespunzătoare **frecvență de frîngere.** Cele două drepte, una în lungul axei de 0 dB și cealaltă de pantă $+20$ dB/decadă, care se intersectează în punctul $\omega = 1/\tau_1$, reprezintă caracteristica asimptotică amplitudine-frecvență corespunzătoare unui factor de forma $(j\omega\tau_1 + 1)$.

Caracteristica logaritmică amplitudine-frecvență deviază ușor *față de dreptele asimptotice,* așa cum se arată în figura A.3, *a.* Astfel, la o pulsație egală cu cea de frîngere, curba exactă trece cu 3 dB mai sus de dreptele asimptotice

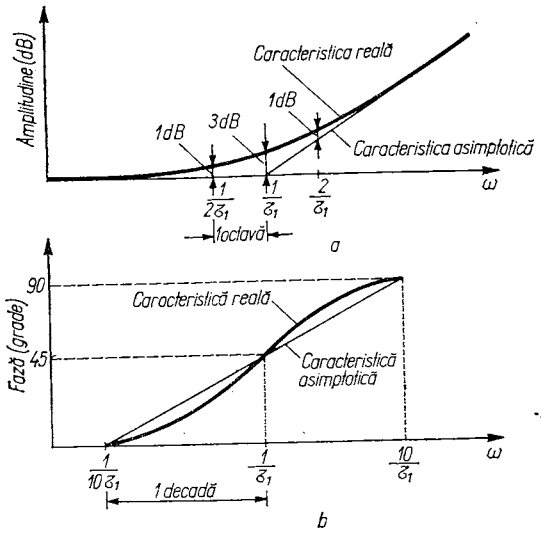


Fig. A.3. Caracteristicile de frecvență pentru un factor de forma $(j\omega\tau_1 + 1)$; *a — caracteristica amplitudine-frecvență; b—caracteristica fază-frecvență.*

și cu aproximativ 1 dB mai sus la pulsații diferite cu o octavă de pulsația de frîngere. Aceste deviații de la aproximarea asimptotică pot fi calculate prin evaluarea modulelor în dB ale factorului $(j\omega\tau_1 + 1)$ la pulsația de frîngere, la o pulsație dublă și la o pulsație pe jumătate:

— la $\omega = 1/\tau_1$, $20 \log/(j \cdot 1 + 1)/ = 20 \log \sqrt{2} = 3$ dB, corespunzînd unei deviații de 3 dB de la aproximarea asimptotică;

— la $\omega = 1/(2 \cdot \tau_1)$, $20 \log/j(1/2) + 1/ = 20 \log \sqrt{(5/4} = 0{,}969$ dB, corespunzînd unei deviații de aproximativ 1 dB de la asimptotică;

— la $\omega = 2/\tau_1$, $20 \log/j2 + 1/ = 20 \log \sqrt{5} = 6{,}99$ dB, corespunzînd unei deviații de $6{,}99 - 6 = 1$ dB de la reprezentarea asimptotică.

Ca urmare, *trasarea caracteristicii amplitudine-frecvență pentru factorul* $(j\omega\tau_1 + 1)$ se face în felul următor:

— se determină frecvența de frîngere $\omega = 1/\tau_1$;

— se trasează o dreaptă de pantă +20 dB/dec care trece prin punctul de frîngere spre domeniul frecvențelor înalte și o dreaptă în lungul axei de zero dB în domeniul frecvențelor joase;

— se trasează caracteristica exactă deviată cu 3 dB mai sus față de caracteristica asimptotică pentru $\omega = 1/\tau_1$ și cu 1 dB mai sus pentru $\omega = 2/\tau_1$ și $\omega = 1/(2 \cdot \tau_1)$.

Unghiul de fază pentru un factor corespunzător unui zero simplu se obține din expresia:

$$\Phi = \text{arc tg } \omega\tau_1. \tag{A.11}$$

Pentru $\omega\tau_1 = 1$, adică pentru pulsația de frîngere, curba arc tg prezintă o ordonată de 45°. Deoarece caracteristica fază-frecvență nu reprezintă altceva decît funcția arc tg, ea se poate trasa ușor utilizînd o curbă aproximativă și anume o dreaptă care trece prin zero grade la o zecime din pulsația de frîngere și prin 90° la o pulsație de 10 ori cît pulsația de frîngere.

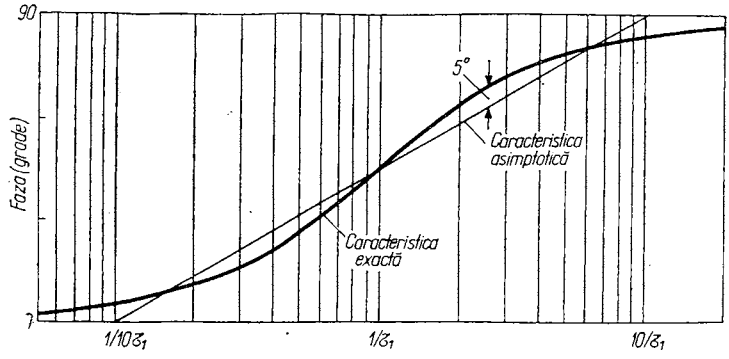


Fig. A.4. Caracteristica fază-frecvență aproximativă și exactă pentru factorul $(j\omega\tau_1 + 1)$.

Deviația maximă a curbei arc tg față de această reprezentare asimptotică este de numai 6°, așa cum reiese din figura A.4.

Trasarea caracteristicii fază-frecvență pentru factorul $(j\omega\tau_1 + 1)$ se face astfel (fig. A.3, *b*):

— se fixează pe diagramă punctul corespunzător pulsației de frîngere $\omega = 1/\tau_1$ și un al doilea punct cu pulsație mai mică cu o decadă $\omega' = 1/(10 \times \times \tau_1)$;

— se trasează un segment de dreaptă cu panta de 45°/decadă care începe în punctul $\omega' = 1/(10\tau_1)$ și care se continuă pînă atinge 90°; după aceea caracteristica prezintă un palier;

— dacă este necesară o precizie mai mare se ține seama de deviațiile arătate în figura A.4.

A.2.4. POLI SIMPLI

Factorii corespunzători unor poli simpli care au forma $1/(j\omega\tau_2 + 1)$ pot fi trasați similar cu factorii referitori la zerouri simple. Deoarece logaritmul inversului unei mărimi este egal și de semn contrar cu logaritmul mărimii, adică:

$$\ln \frac{1}{j\omega\tau_2 + 1} = -\ln (j\omega\tau_2 + 1), \qquad (A.12)$$

caracteristicile de frecvență pentru factorul corespunzător unui pol simplu sînt similare cu cele pentru un factor corespunzînd unui zero simplu, cu singura deosebire că primele sînt simetricele ultimelor în raport cu axa absciselor. Astfel, pentru frecvențe joase, $\omega \ll 1/\tau_2$, amplitudinea este practic 0 dB. Pentru frecvențe înalte, $\omega \gg 1/\tau_2$, asimptota este o dreaptă cu panta de —20 dB/dec; această asimptotă, reprezentată în figura A.5, *a* intersectează axa absciselor (0 dB) în punctul $\omega = 1/\tau_2$, numit punct de frîngere. Ca și în cazul unui zero, amplitudinea exactă deviază față de reprezentarea asimptotică cu —3 dB la pulsația de frîngere și cu —1 dB la $\omega = 1/(2\tau_2)$ și $\omega = 2/\tau_2$.

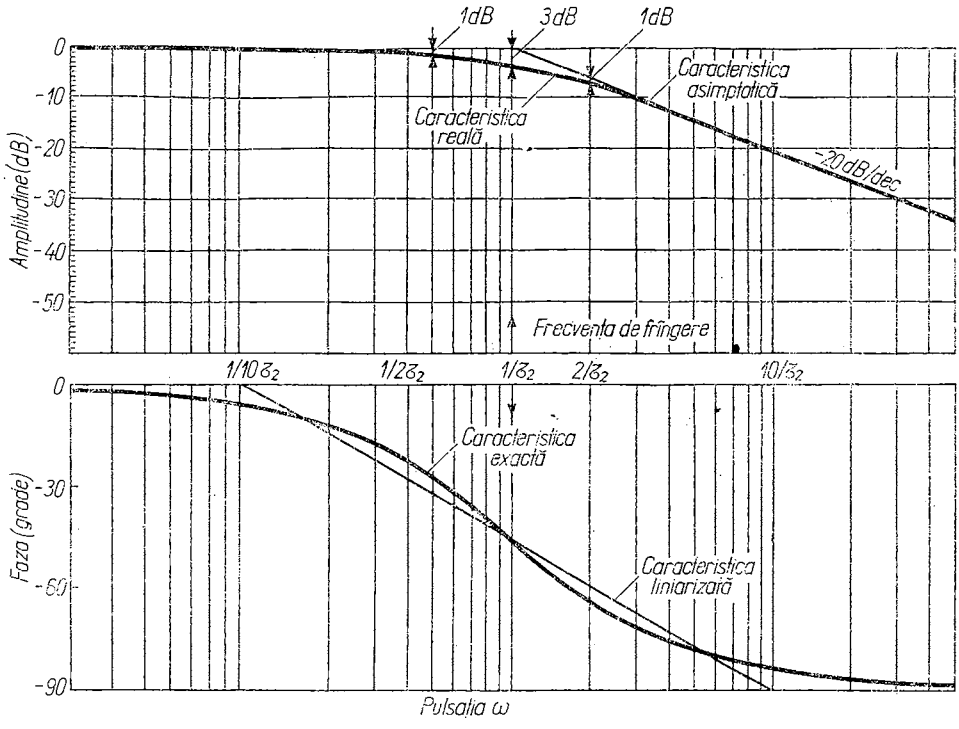


Fig. A.5. Caracteristicile de frecvență pentru un factor de forma $1/(j\omega\tau_2 + 1)$:
a — caracteristica amplitudine-frecvență; b — caracteristica fază-frecvență.

În ceea ce privește *caracteristica fază-frecvență* ea *este de asemenea simetrica zeroului simplu* de forma $j\omega\tau_1 + 1$ *în raport cu axa absciselor* deoarece:

$$\Phi = -\operatorname{arc\,tg}\,\omega\tau_2. \tag{A.13}$$

Ecuația (A.13) corespunde unei curbe arc tg care pleacă de la un unghi de fază nul pentru $\omega = 1/(10 \cdot \tau_2)$ și se apropie de $-90°$ pentru $\omega = 10/\tau_2$. Unghiul de $-45°$ este atins la o pulsație egală cu cea de frîngere. Aproximarea prin segmente de dreaptă care a fost utilizată pentru factorul liniar corespunzător unui zero simplu este valabilă și în acest caz. În figura A.5. s-au reprezentat caracteristicile de frecvență atît cele aproximative cît și cele exacte pentru un pol simplu.

A.2.5. ZEROURI SAU POLI DE ORDIN SUPERIOR

Caracteristicile de frecvență ale unor factori de forma $(j\omega\tau + 1)^{\pm n}$ *pot fi trasate generalizînd rezultatele obținute anterior.* Astfel, panta caracteristicii amplitudine-frecvență corespunzătoare asimptotei de înaltă frecvență se modifică de la ± 20 dB/decadă la $\pm n \cdot 20$ dB/decadă, n fiind ordinul zeroului sau polului respectiv. Similar, unghiul de fază este de $\pm n \cdot 45°$ în dreptul pulsației de frîngere $\omega = 1/\tau$ în loc de $\pm 45°$. Unghiul de fază variază de la $0°$ pentru $\omega = 1/(10\,\tau)$, la $\pm n \cdot 90°$ pentru $\omega = 10/\tau$. În figura A.6 sînt arătate caracteristicile de frecvență pentru un zero și un pol dublu.

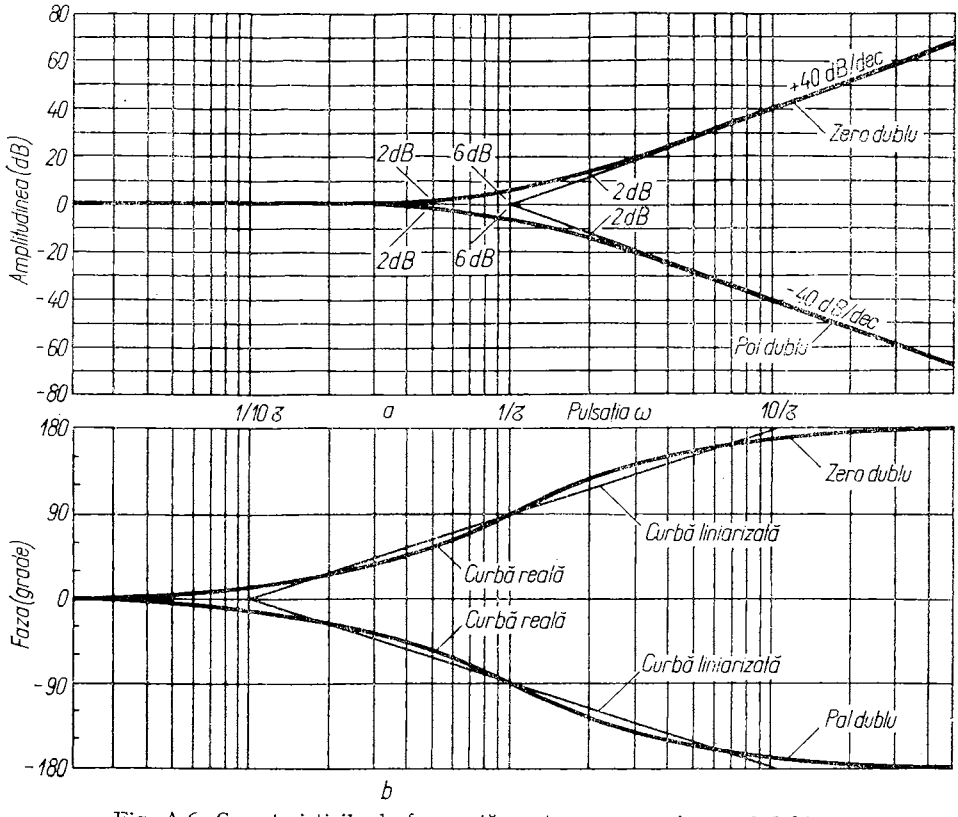


Fig. A.6. Caracteristicile de frecvență pentru un zero și un pol dublu:
a — caracteristica amplitudine-frecvență; b — caracteristica fază-frecvență.

A.2.6. ZEROURI ȘI POLI CUADRATICI

Uneori în funcția de transfer $F(j\omega)$, apar factori corespunzători unor poli sau zerouri cuadratici, de forma:

$$F(j\omega) = \left[\frac{\omega_n^2}{-\omega^2 + j \cdot 2\xi\omega_n\ \omega + \omega_n^2}\right]^{\pm 1} = \left[\frac{\omega_n^2}{-\omega^2 + j(\omega_n\ \omega/Q) + \omega_n^2}\right]^{\pm 1}, \tag{A.14}$$

unde ω_n reprezintă pulsația proprie a sistemului, ξ — factorul de amortizare și $Q = 1/(2\xi)$ factorul de calitate.

Dacă se notează $u = \omega/\omega_n$, mărimea u reprezentînd frecvența relativă, factorul studiat se scrie:

$$F(ju) = \left(\frac{1}{1 - u^2 + j2\xi u}\right)^{\pm 1}.$$

Caracteristicile amplitudine-frecvență și fază-frecvență pentru un pol cuadratic sînt reprezentate în figura A.7.

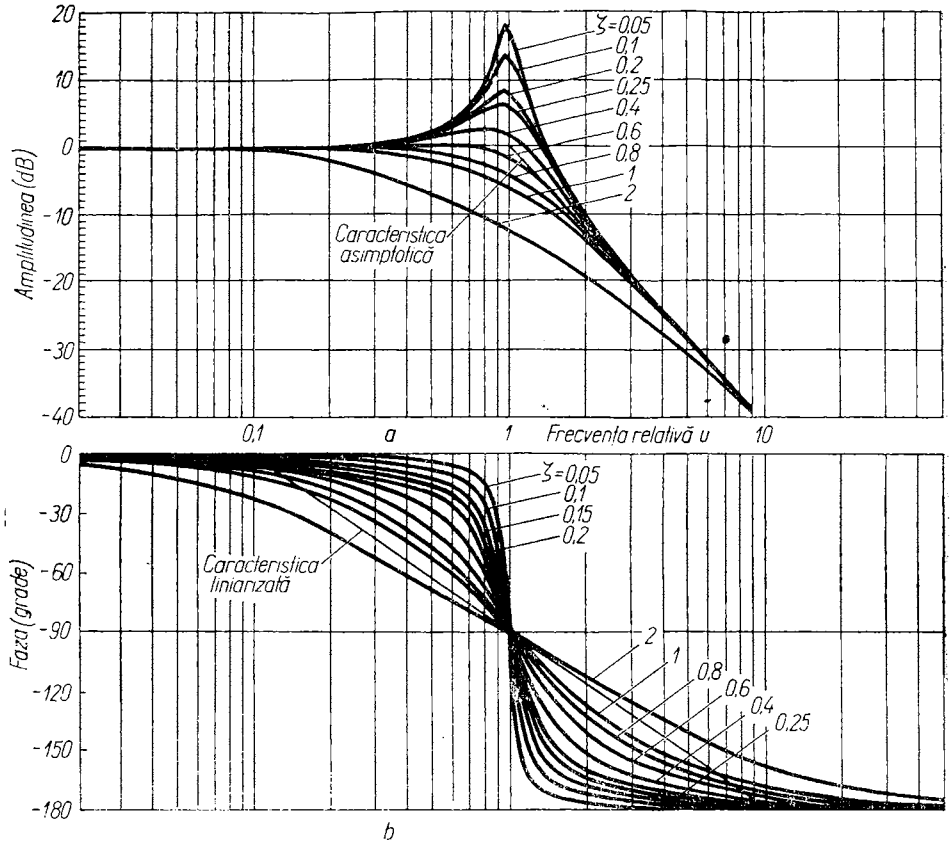


Fig. A.7. Caracteristicile de amplitudine-frecvență (*a*) și fază-frecvență (*b*) pentru un factor cuadratic de forma $1/(1 - u^2 + j2\xi u)$.

Deoarece, după cum reiese din figura A.7, răspunsul în frecvență depinde nu numai de frecvența de frîngere ω_n ci și de factorul de amortizare ξ, respectiv factorul de calitate Q, caracteristicile de frecvență se trasează după ce s-au precizat pulsația de frîngere și factorul de amortizare sau factorul de calitate pentru factorul cuadratic dat, pe baza comparării expresiei sale cu expresia (A.14).

Trasarea caracteristicilor de frecvență pentru un pol cuadratic se face în felul următor:

— se determină frecvența de frîngere ω_n și factorul de amortizare ξ (respectiv factorul de calitate Q);

— se trasează caracteristicile asimptotice în aceeași manieră ca pentru un pol dublu corespunzător frecvenței de frîngere ω_n; pentru caracteristica amplitudine-frecvență se trasează de pe axa absciselor, din punctul corespunzător frecvenței de frîngere ω_n, o dreaptă cu panta de —40 dB/dec; pentru caracteristica fază-frecvență se trasează aproximarea liniară a curbei arc tg între 0° și —180°;

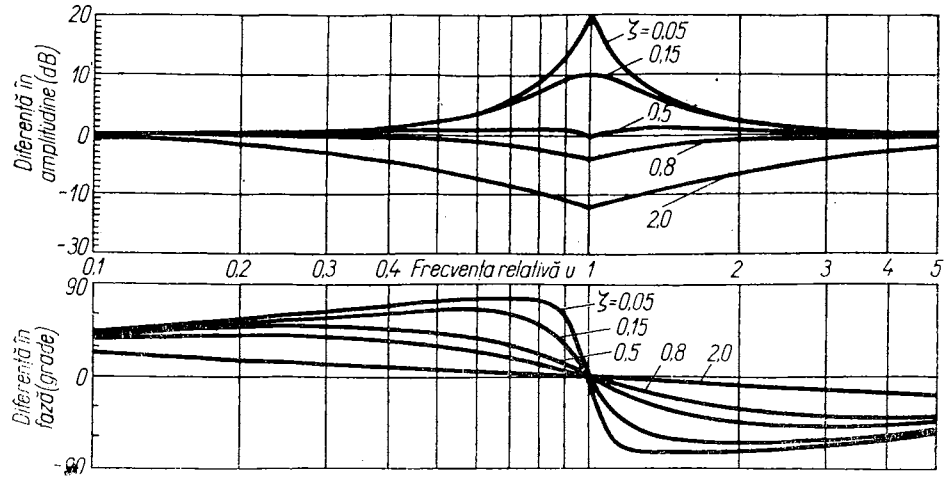


Fig. A.8. *a* — Diferențele în amplitudine față de caracteristica asimptotică pentru funcția de transfer $1/(1 - u^2 + j2\xi u)$; *b* — Diferențele în fază față de caracteristica asimptotică pentru funcția de transfer $1/(1 - u^2 + j2\xi u)$.

— deoarece deviațiile de la aceste aproximări liniare depind de factorul de amortizare ξ (sau factorul de calitate Q), pentru o trasare mai precisă este necesară referirea la figura A.7, *a* sau A.8, *b* pentru caracteristica amplitudine-frecvență și la figura A.7, *b* sau A.8, *b*, pentru trasarea caracteristicii fază-frecvență.

ANEXA B

CIRCUITE ECHIVALENTE ALE DISPOZITIVELOR ACTIVE UTILIZATE ÎN CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

Analiza și proiectarea circuitelor integrate analogice depinde în mare măsură de utilizarea unor modele sau circuite echivalente adecvate pentru dispozitivele active ale circuitului integrat. Deoarece precizia analizei este determinată de precizia modelului utilizat, este esențial ca inginerul electronist să cunoască modelele utilizate în mod uzual, originea și limitările lor. De aceea, în cele ce urmează se vor indica circuitele echivalente de semnal mare și de semnal mic utilizate mai frecvent pentru dispozitivele active ale circuitelor integrate analogice.

B.1. CIRCUITUL ECHIVALENT DE SEMNAL MARE AL UNUI TRANZISTOR BIPOLAR

Circuitul echivalent de semnal mare se folosește pentru calculul de curent continuu și se referă la tranzistoare lucrînd în regiunea activă normală.

Un astfel de circuit este prezentat în figura B.1, *a* și constă din dioda bază-emitor și generatorul de curent controlat din colector. În acest model s-a admis situația ideală și anume că tensiunea de colector nu influențează curentul de colector și că generatorul de curent din colector este ideal, adică are o impedanță internă infinită.

O variantă mai simplă, folosită cu precădere în calculul manual, este indicată în figura B.1, *b* în care dioda de la intrare s-a înlocuit cu o baterie avînd o tensiune $U_{BE} = 0{,}6-0{,}7$ V; aceasta este posibil deoarece, datorită caracteristicii exponențiale, tensiunea bază-emitor variază relativ puțin cu curentul de bază, respectiv de colector. În unele aplicații interesează coeficientul de temperatură a tensiunii U_{BE}: valoarea sa tipică este de -2 mV/°C. Circuitele echivalente din figura B.1 se utilizează pentru tranzistoare *npn*; pentru tranzistoare *pnp* se folosesc circuitele echivalente din figura B.2.

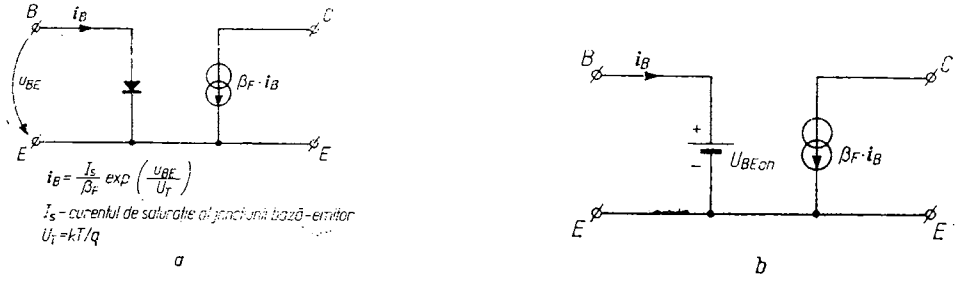


Fig. B.1. Modele de semnal mare pentru tranzistoare de tip *npn*.

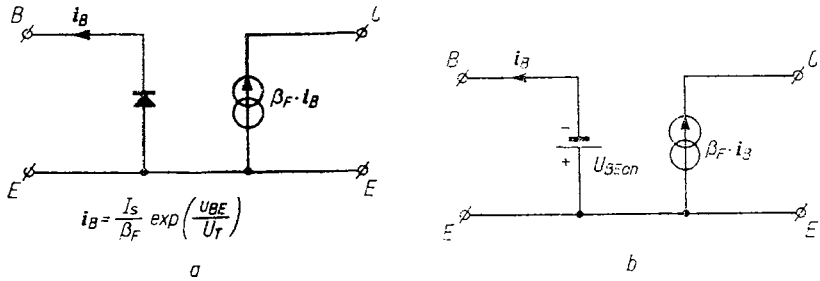


Fig. B.2. Modele de semnal mare pentru tranzistoare *pnp*:
a — circuit cu diodă la intrare; b — circuit simplificat.

În modelele prezentate *joncțiunea colector-bază s-a presupus polarizată invers* și s-a admis situația ideală potrivit căreia *tensiunea de polarizare a acestei joncțiuni nu afectează valoarea curentului de colector.* Această aproximație este valabilă într-o analiză de prim ordin; într-adevăr aproximația admisă corespunde unor caracteristici de ieșire (i_C, u_{CE}) paralele cu axa absciselor. După cum se știe însă, caracteristicile reale de ieșire nu sînt paralele între ele, adică la aceeași tensiune u_{BE} valoarea curentului de colector depinde de tensiunea colector-emitor.

Variația curentului de colector în funcție de tensiunea colector-emitor poartă denumirea de **efect Early** și se datorează modulației grosimii bazei.

Se demonstrează că pentru un tranzistor cu baza uniformă:

$$\left.\frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}}\right|_{u_{BE}=ct} = -\frac{i_C}{W_B}\frac{\partial W_B}{\partial u_{CE}}, \tag{B.1.}$$

unde W_B este grosimea bazei. Deoarece grosimea bazei descrește cînd u_{CE} crește, $\partial W_B/\partial u_{CE}$ din relația (B.1) este negativ și deci $\partial i_C/\partial u_{CE}$ este pozitiv.

Ecuația (B.1) arată că $\partial i_C/\partial u_{CE}$ este proporțional cu curentul de colector, i_C, ceea ce corespunde aspectului caracteristicilor reale de ieșire din figura B.3.

Prelungind caracteristicile de ieșire din figura B.3, ele se intersectează într-un punct pe axa absciselor definind **tensiunea Early**:

$$U_A \cong \left.\frac{i_C}{\dfrac{\partial i_C}{\partial u_{CE}}}\right|_{U_{BE}=ct} \tag{B.2.}$$

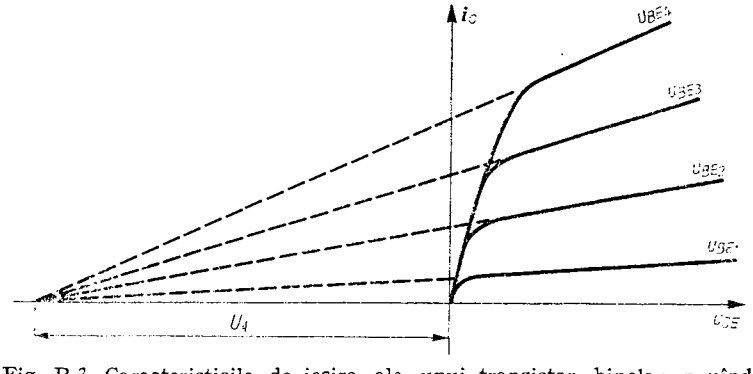


Fig. B.3. Caracteristicile de ieșire ale unui tranzistor bipolar punînd în evidență tensiunea Early.

ceea ce înlocuit în expresia (B.1) conduce la:

$$U_A = -W_B \frac{\partial u_{CE}}{\partial W_B}, \tag{B.3}$$

care este o constantă independentă de i_C. Valorile tipice ale tensiunii U_A a tranzistoarelor utilizate în circuite integrate sînt cuprinse între 50 și 100 V.

Ținînd seama de efectul Early, caracteristicile de ieșire ale tranzistoarelor lucrînd în regiunea activă normală se pot scrie sub forma:

$$i_C = I_S\left(1 + \frac{u_{CE}}{U_A}\right) \exp\frac{u_{BE}}{U_T}, \tag{B.4}$$

unde $U_T = kT/q$, iar I_S este curentul de saturație al joncțiunii bază emitor.

Includerea efectului Early în analiza de curent continuu a unui circuit integrat se face numai în cazul utilizării calculatorului, datorită complexității calculului. În analiza manuală acest efect se poate neglija ($U_A = \infty$) ceea ce conduce la relația:

$$i_C = I_S \exp\left(u_{BE}/U_T\right). \tag{B.5}$$

B.2. CIRCUITUL ECHIVALENT DE SEMNAL MIC AL UNUI TRANZISTOR BIPOLAR

Se referă la tranzistoare care lucrează la nivele de semnal mic. În aceste condiții se pot defini niște modele de semnal mic care să permită calculul amplificărilor și impedanțelor dintre terminale în punctul static de funcționare.

În figura B.4 se prezintă **circuitul echivalent natural complet** sau **circuitul echivalent Giacolletto,** dedus pe baza proceselor fizice care au loc în interiorul tranzistorului.

În continuare se vor prezenta pe scurt semnificația și relațiile de calcul a celor 7 parametri care intervin în acest model definiți în punctul static de funcționare (p.s.f.).

Transconductanța

$$g_m = \left.\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}u_{BE}}\right|_{\text{p.s.f.}} = \left.\frac{q}{kT}\, I_C \cong 40\, I_C(\text{mA})\right|_{T=25°C} [\text{mA/V}] \tag{B.6}$$

$$\Delta u_{BE} \ll 26 \text{ mV}.$$

Rezistența de intrare

$$r_\pi = \left.\frac{\mathrm{d}u_{BE}}{\mathrm{d}i_B}\right|_{\text{p.s.f.}} = \frac{\beta_0}{g_m}. \tag{B.7}$$

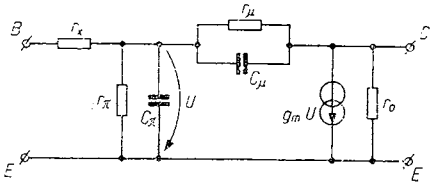


Fig. B.4. Circuitul echivalent natural al unui tranzistor bipolar.

Rezistența de ieșire

$$r_0 = \left.\frac{du_{CE}}{di_C}\right|_{\text{p.s.f.}}, \tag{B.8}$$

reprezentînd panta caracteristicilor de ieșire. Pentru determinarea ei trebuie să se țină seama de efectul Early. După cum se va arăta mai tîrziu, influența efectului Early este deseori dominantă în cazul circuitelor integrate analogice, în special pentru etajele cu amplificări mari.

Pornind de la definiția (B.8) și utilizînd relațiile (B.1) și (B.3) rezultă:

$$r_0 \simeq \frac{U_A}{I_C}. \tag{B.9}$$

Dar $I_C = g_m \dfrac{kT}{q}$, astfel încît:

$$r_0 = \frac{U_A}{g_m \dfrac{kT}{q}} = \frac{1}{g_m \eta}, \tag{B.10}$$

unde

$$\eta = \frac{kT/q}{U_A} \tag{B.11}$$

este factorul Early sau factorul de modulare a grosimii bazei. Se observă că rezistența de ieșire este invers proporțională cu curentul de colector din punctul static de funcționare.

Rezistența colector-bază

$$r_\mu = \left.\frac{du_{CE}}{di_C}\right|_{\text{p.s.f.}} = \frac{du_{CE}}{di_C} \cdot \frac{di_C}{di_B} = \beta_0 r_0. \tag{B.12}$$

Capacitatea de intrare

$$C_\pi = C_b + C_{je} \tag{B.13}$$

C_b este capacitatea de difuzie a joncțiunii bază-emitor. Se demonstrează că:

$$C_b = \tau_F g_m, \tag{B.14}$$

unde τ_F reprezintă constanta de timp de tranzit prin bază în sens direct; relația (B.14) arată dependența direct proporțională a capacității de difuzie de curentul de colector din punctul static de funcționare.

Revenind la expresia (B.13) se precizează că C_{je} reprezintă capacitatea de barieră; într-o primă aproximație C_{je} se poate calcula cu relația:

$$C_{je} = 2C_{je0}, \tag{B.15}$$

C_{je0} fiind valoarea corespunzătoare polarizării zero.

Capacitatea colector-bază

$$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left(1 + \frac{U_{CB}}{\psi_0}\right)^n}, \tag{B.16}$$

unde $C_{\mu 0}$ reprezintă capacitatea bază-colector corespunzătoare polarizării zero, ψ_0 diferența internă de potențial (0,6 V), n un exponent ($0{,}33 < n < 0{,}5$).

În mod uzual $n = 0{,}5$, astfel încît:

$$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\sqrt{1 + \frac{U_{CB}}{\psi_0}}}. \tag{B.17}$$

La prima vedere s-ar părea că circuitul echivalent natural este foarte complicat pentru a fi folosit în calculul manual al diferitelor circuite electronice. Se poate arăta însă că în anumite domenii de frecvență și pentru anumite valori ale impedanței de sarcină unele elemente se pot neglija ceea ce permite simplificarea schemei.

Se pot defini trei domenii de frecvență:

— *domeniul frecvențelor joase,* pentru care se neglijează ambele condensatoare C_π și C_μ;

— *domeniul frecvențelor medii și înalte,* pentru care se neglijează r_μ:

— *domeniul frecvențelor foarte înalte,* pentru care se neglijează ambele rezistoare r_π și r_μ.

Circuitele echivalente frecvent folosite sînt cele de frecvențe joase și de frecvențe medii și înalte. Aceste circuite sînt prezentate în figura B.5, *a* și *b*.

Circuitul echivalent de joasă frecvență poate fi încă simplificat dacă este îndeplinită condiția:

$$\frac{r_\mu}{r_\pi} \gg \frac{U_0}{U},$$

adică dacă raportul rezistențelor r_μ și r_π este mai mare decît cîștigul intern al tranzistorului. În aceste condiții circuitul echivalent din figura B.5, *a*, poate fi unilateralizat după cum se arată în figura B.6, *a*.

Analiza circuitului echivalent valabil pentru frecvențe medii și înalte permite unilateralizarea sa, după cum se arată în figura B.6, *b*, în care:

$$C_i = C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_l). \tag{B.18}$$

Relația (B.18) arată că capacitatea de reacție C_μ se reflectă la intrare mărită de un număr de ori egal cu $(1 + g_m R_l)$, efect cunoscut sub numele de

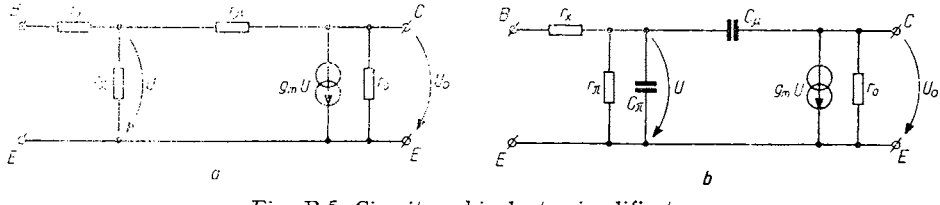


Fig. B.5. Circuite echivalente simplificate:
a — pentru frecvențe joase; b — pentru frecvențe medii și înalte.

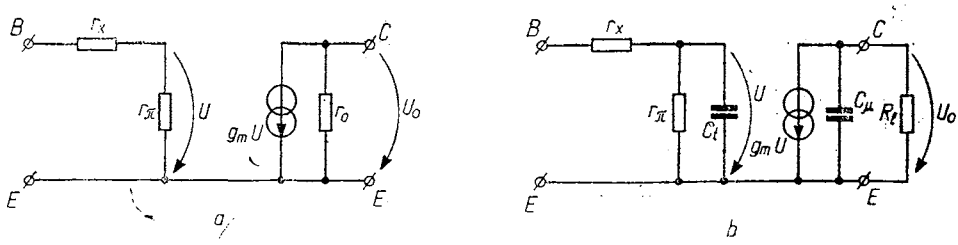


Fig. B.6. Circuite echivalente unilateralizate:
a — pentru joasă frecvență; b — pentru frecvențe medii și înalte.

efect Miller, și determină în esență comportarea etajului în domeniul frecvențelor înalte pentru rezistențe de sarcină mari și rezistențe diferite de zero ale sursei de semnal.

B.3. CIRCUITUL ECHIVALENT DE SEMNAL MARE AL UNUI TRANZISTOR CU EFECT DE CÎMP CU JONCȚIUNE

Cel mai uzual tip de tranzistor cu efect de cîmp utilizat în circuite integrate analogice este TECJ. De aceea în continuare ne vom referi la acest tip de tranzistor.

Modelul de semnal mare al unui TECJ, lucrînd în regiunea de saturație și utilizabil pentru analiza de curent continuu, este prezentat în figura B.7, în care s-a admis că dispozitivul are o rezistență de ieșire infinită.

Caracteristicile reale ale TECJ arată că *dispozitivul are o rezistență de ieșire finită* și că *toate caracteristicile se extrapolează în același punct de pe axa reală.* Această comportare poate fi modelată cu ajutorul relației:

$$i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{u_{GS}}{u_P}\right)^2 (1 + \lambda u_{DS}), \tag{B.19}$$

intersecția cu axa u_{DS} avînd loc în punctul de abscisă $-1/\lambda$. Parametrul λ este negativ pentru dispozitivele cu canal p și pozitiv pentru dispozitivele cu canal n, avînd în modul o valoare tipică de 10^{-2} V^{-1}. Se observă că λ este analog inversului tensiunii Early a tranzistoarelor bipolare.

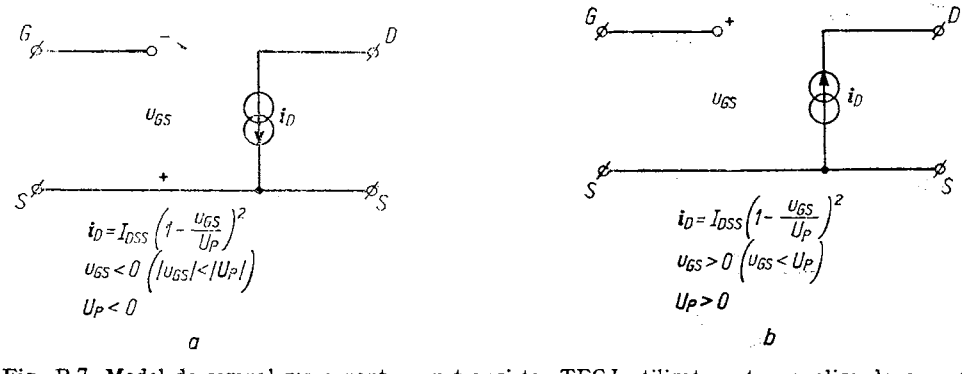


Fig. B.7. Model de semnal mare pentru un tranzistor TECJ utilizat pentru analiza de curent continuu:
a — TECJ cu canal n; b — TECJ cu canal p.

B.4. CIRCUITUL ECHIVALENT DE SEMNAL MIC AL UNUI TRANZISTOR CU EFECT DE CÎMP CU JONCȚIUNE

În figura B.8 se prezintă circuitul echivalent de semnal mic al unui TECJ, lucrînd în regim de saturație.

Elementele schemei în punctul static de funcționare sînt:

— *Panta (transconductanța)*

$$g_m = \left.\frac{di_D}{du_{GS}}\right|_{\text{p.s.f.}} = -\frac{2I_{DSS}}{U_P}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) = g_{m0}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right), \tag{B.20}$$

unde

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{U_P} \tag{B.21}$$

reprezintă valoarea pantei la $I_D = I_{DSS}(u_{GS} = 0)$. Se observă că g_m *variază liniar cu* u_{GS}, spre deosebire de tranzistoarele bipolare la care panta variază exponențial cu u_{BE}; de asemenea, la același curent prin dispozitiv ($I_D = I_C$) $g_{m\,\text{TEC}} \ll g_{m\,\text{bipolar}}$.

— *Rezistența de ieșire*

Din relația (B.19) se obține:

$$\frac{1}{r_0} = \left.\frac{di_D}{du_{DS}}\right|_{\text{p.s.f.}} = \lambda I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2. \tag{B.22}$$

Înlocuind (B.19) în (B.22) se obține:

$$r_0 \cong \frac{1}{\lambda I_D}, \tag{B.23}$$

unde s-a admis $\lambda u_{DS} \ll 1$. Se observă că rezistența de ieșire este *invers proporțională cu curentul de drenă din punctul static de funcționare*. Valoarea tipică a rezistenței de ieșire este de 100 kΩ la 1 mA.

— *Capacitatea de intrare*

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\left(1 + \dfrac{U_{GS}}{\psi_0}\right)^{1/3}}, \tag{B.24}$$

unde C_{gs0} este valoarea capacității grilă-sursă corespunzătoare polarizării zero, iar ψ_0 este diferența internă de potențial.

— *Capacitatea drenă-grilă*

$$C_{gd} = \frac{C_{gd0}}{\left(1 + \dfrac{U_{GD}}{\psi_0}\right)^{1/3}}, \tag{B.25}$$

unde C_{gd0} este valoarea capacității grilă-drenă corespunzătoare polarizării zero.

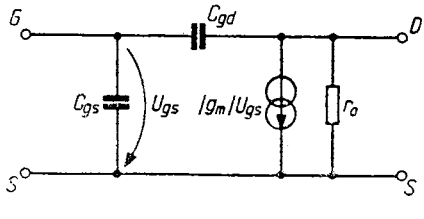


Fig. B.8. Circuitul echivalent de semnal mic pentru TECJ.

ANEXA C

METODE DE ANALIZĂ A COMPORTĂRII ÎN FRECVENȚĂ A CIRCUITELOR LINIARE CU MAI MULTE ETAJE LEGATE ÎN CASCADĂ

Analiza comportării în frecvență a circuitelor integrate analogice implică, în special la extremitățile benzii de frecvență, calcule complicate, deoarece trebuie luate în considerare atît elementele rezistive, cît și cele capacitive ale schemei.

Aceste calcule se pot face cu precizie numai cu ajutorul calculatorului electronic utilizînd modele adecvate pentru dispozitivele active și programe de calcul special concepute. Deși reprezintă cea mai simplă cale de analiză a circuitelor liniare cu mai multe etaje, această metodă nu permite proiectantului de circuit controlul elementelor esențiale ale funcționării schemei în sensul că nu dă nici o informație cu privire la modificările ce trebuie făcute în circuit pentru îmbunătățirea uneia sau alteia dintre performanțe. Ca urmare, a fost necesară dezvoltarea altor metode care să furnizeze asemenea indicații. Deoarece metodele bazate pe utilizarea calculatorului asigură precizii mari de calcul, metodele adiționale dezvoltate pot fi aproximative, cu condiția de a fi însă suficient de simple și rapide.

O asemenea metodă manuală este **metoda constantelor de timp**; cu o astfel de metodă circuitul de analizat se simplifică considerabil devenind abordabil prin calculul manual. Metoda permite *calculul frecvențelor limită ale circuitului*:

— *frecvența limită inferioară*, care se determină cu ajutorul constantelor de timp de scurtcircuit asociate condensatoarelor din circuit ce intervin în domeniul frecvențelor joase;

— *frecvența limită superioară*, care se calculează pe baza constantelor de timp de gol asociate condensatoarelor ce intervin în domeniul frecvențelor înalte.

C.1. RELAȚII APROXIMATIVE ÎNTRE FRECVENȚELE LIMITĂ ALE UNUI CIRCUIT LINIAR ȘI COEFICIENȚII TERMENILOR DE LA NUMITORUL FUNCȚIEI DE TRANSFER

Funcția de transfer a unui circuit electronic liniar are o expresie de forma:

$$A(s) = \frac{b_m(s - z_1)\,(s - z_2) \ldots (s - z_m)}{a_n(s - p_1)\,(s - p_2) \ldots (s - p_n)}, \qquad (C.1)$$

unde z_k reprezintă *zerourile* funcției de transfer și p_k *polii* funcției de transfer. Calculul exact al răspunsului în frecvență implică determinarea configurației complete de singularități, ceea ce conduce la un volum de muncă considerabil,

neadecvat unui calcul manual. De aceea în continuare se fac cîteva simplificări.

Astfel, *se admite că zerourile funcției de transfer sînt mult în afara benzii amplificatorului.* In extremis se poate admite că zerourile de joasă frecvență sînt toate în origine, iar zerourile de înaltă frecvență sînt la frecvențe foarte înalte.

Ca urmare, funcția de transfer corespunzătoare funcționării în domeniul frecvențelor înalte se poate scrie sub forma:

$$A(s) = \frac{K}{a_n(s - p_1)\ (s - p_2) \ldots (s - p_n)}, \tag{C.2}$$

unde $p_1, p_2, p_3 \ldots p_n$ sînt polii de înaltă frecvență; funcția de transfer corespunzătoare funcționării în domeniul frecvențelor joase se poate scrie sub forma:

$$A'(s) = \frac{K's^n}{a'_n(s - p'_1)\ (s - p'_2) \ldots (s - p'_n)}, \tag{C.3}$$

unde $p'_1, p'_2 \ldots p'_n$ sînt polii de joasă frecvență. Dacă relațiile (C.2) și (C.3) se referă la același amplificator avînd amplificarea în bandă A_0, atunci:

$$A_0 = \underset{\omega \to 0}{A(j\omega)} = \frac{K}{a_n p_1 p_2 \ldots p_n} = \underset{\omega \to \infty}{A'(j\omega)} = \frac{K'}{a'_n}.$$

● **Comportarea în domeniul frecvențelor înalte.** În continuare se analizează *funcția de transfer corespunzătoare funcționării în domeniul frecvențelor înalte,* cu precizarea că rezultatele obținute pot fi generalizate și pentru domeniul frecvențelor joase.

Dacă în expresia (C.2) se înmulțesc factorii de la numitor se obține următoarea relație echivalentă:

$$A(s) = \frac{K}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0}. \tag{C.3}$$

În continuare, admițînd că toți polii funcției de transfer adică rădăcinile ecuației caracteristice

$$\Delta = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0 = 0$$

se află pe axa reală negativă și sînt depărtați unul de altul, ei se pot determina ca rapoarte ale coeficienților polinomului de la numitor.

Această afirmație se va demonstra presupunînd pentru simplificare un polinom de gradul doi:

$$P(s) = K(s - p_1)\ (s - p_2) = a_2 s^2 + a_1 s + a_0.$$

Prin identificarea coeficienților termenilor de același rang ai lui s rezultă:

$$a_2 = K$$

$$a_1 = -K(p_1 + p_2)$$

$$a_0 = K p_1 p_2.$$

Împărțind aceste relații una prin alta se obține:

$$\frac{a_1}{a_0} = -\left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2}\right)\cdot$$
$$\frac{a_1}{a_2} = -(p_1 + p_2). \qquad \text{(C.4)}$$

Admițînd că rădăcinile p_1 și p_2 sînt depărtate între ele, de exemplu $|p_2| > 10\,|p_1|$, rezultă:

$$p_1 = -\frac{a_0}{a_1}$$
$$p_2 = -\frac{a_1}{a_2}\cdot \qquad \text{(C.5)}$$

Concluziile exprimate prin relațiile (C.4) se pot extinde pentru o ecuație de gradul n, obținîndu-se:

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = -(p_1 + p_2 + \ldots + p_n)$$
$$\frac{a_1}{a_0} = -\left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} + \ldots + \frac{1}{p_n}\right)\cdot \qquad \text{(C.6)}$$

De asemenea, dacă rădăcinile ecuației de gradul n sînt depărtate între ele, adică dacă:

$$|p_n| \gg |p_{n-1}| \ldots \gg |p_2| \gg |p_1|, \qquad \text{(C.7)}$$

ele se pot calcula, după cum rezultă prin generalizarea relațiilor (C.5), ca fiind în primă aproximație rapoartele cu semn schimbat ale coeficienților termenilor alăturați în s, adică:

$$p_k = -\frac{a_{k-1}}{a_k}\cdot \qquad \text{(C.8)}$$

Relațiile (C.6) și (C.8) sînt foarte utile, deoarece, după cum se va arăta, ele permit calculul frecvențelor limită ale unui circuit liniar.

Astfel, în cazul funcționării în domeniul frecvențelor înalte, **polul dominant,** adică *polul care determină limita superioară a benzii de frecvență a amplificatorului,* este cel mai mic pol în modul dintre polii de înaltă frecvență. Într-adevăr, revenind la expresia (C.2) care reprezintă funcția de transfer corespunzătoare frecvențelor înalte, dacă $|p_1| < |p_2| \ldots < |p_n|$, în jurul frecvenței complexe p_1, $|s| \ll |p_2| \ldots \ll |p_n|$ și deci se poate scrie cu aproximație

$$A(s) \cong \frac{K}{a_n p_2 p_3 \ldots p_n (s - p_1)} = \frac{K_s}{s - p_1}, \qquad \text{(C.9)}$$

unde, în conformitate cu relațiile (C.6) sau (C.8)

$$p_1 = -\frac{a_0}{a_1}\cdot \qquad \text{(C.10, } a\text{)}$$

Ținînd seama de relația (C.9) rezultă că **frecvența limită superioară**, adică *frecvența corespunzătoare reducerii modulului funcției de transfer cu* 3 dB *față de valoarea din bandă*, este:

$$\omega_s = |p|_{min} = |p_1| = \frac{a_0}{a_1}. \qquad \text{(C.10, } b\text{)}$$

Această observație este deosebit de utilă deoarece dă valoarea frecvenței limită superioare în funcție de termenul liber și coeficientul lui s ai numitorului funcției de transfer, corespunzătoare evident circuitului echivalent valabil în domeniul frecvențelor înalte.

● **Comportarea în domeniul frecvențelor joase.** Un raționament similar se poate face și pentru comportarea în domeniul frecvențelor joase. În acest caz **polul dominant** este *polul cel mai mare în modul dintre polii de joasă frecvență*; într-adevăr, dacă $|p'_1| \ll |p'_2| \ll \ldots \ll |p'_n|$, atunci în apropierea frecvenței complexe p'_n se poate admite $|s| \gg |p'_{n-1}| \gg \ldots \gg |p'_1|$ și deci expresia (C.3) corespunzătoare funcționării la joasă frecvență a circuitului poate fi scrisă aproximativ astfel:

$$A'(s) \cong \frac{K's^n}{a'_n s^{n-1}(s - p'_n)} = \frac{K's}{a'_n(s - p'_n)}, \qquad \text{(C.11)}$$

unde, în conformitate cu relațiile (C.6) sau (C.8),

$$p'_n = -\frac{a'_{n-1}}{a'_n}. \qquad \text{(C.12, } a\text{)}$$

Ca urmare, **frecvența limită inferioară** a circuitului va fi:

$$\omega_j = |p|_{max} = |p'_n| = \frac{a'_{n-1}}{a'_n}, \qquad \text{(C.12, } b\text{)}$$

în care a'_{n-1} și a'_n reprezintă coeficienții primilor doi termeni ai numitorului funcției de transfer corespunzătoare circuitului echivalent valabil în domeniul frecvențelor joase.

Rapoartele a_0/a_1 și a'_{n-1}/a'_n se pot determina cu ușurință pentru orice circuit liniar după cum se va arăta mai departe.

C.2. DETERMINAREA RAPOARTELOR a_1/a_0 și a_{n-1}/a_n PRIN ANALIZAREA REȚELEI

Se demonstrează că pentru orice rețea activă RC conținînd n condensatoare fără a mai conține și alte elemente înmagazinînd energie există următoarele relații:

$$\frac{a_1}{a_0} = R_{10}C_1 + R_{20}C_2 + \ldots + R_{n0}C_n = \Sigma\tau_{j0}, \qquad \text{(C.13)}$$

unde:

a_0 este termenul liber al ecuației caracteristice, adică al numitorului funcției de transfer;

a_1 — coeficientul termenului în s al ecuației caracteristice;

R_{j0} — rezistența văzută la bornele condensatorului C_j, cu toate celelalte condensatoare întrerupte (în gol);

$\tau_{j0} = R_{j0}C_j$ — constanta de timp de gol asociată condensatorului C_j, și:

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = \frac{1}{R_{1s}C_1} + \frac{1}{R_{2s}C_2} + \ldots + \frac{1}{R_{ns}C_s} = \Sigma \frac{1}{\tau_{js}}, \tag{C.14}$$

unde:

a_{n-1} este coeficientul termenului în s^{n-1} al ecuației caracteristice;

a_n — coeficientul termenului în s^n al ecuației caracteristice;

R_{js} — rezistența văzută de condensatorul C_j cu toate celelalte condensatoare în scurtcircuit;

$\tau_{js} = R_{js}C_j$, constanta de timp de scurtcircuit asociată condensatorului C_j.

Demonstrarea relațiilor (C.13) și (C.14) deși simplă, implică scrierea a circa două pagini de algebră cu determinanți și nu se va relua aici, făcîndu-se trimiteri la literatura de specialitate*.

După cum a reieșit din § C.1 *dacă rădăcinile ecuației caracteristice sînt suficient de depărtate între ele, aceste rădăcini sînt în primă aproximație rapoartele cu semn schimbat a coeficienților termenilor alăturați în s.* Deci, ținînd seama de relațiile (C.13) și (C.14) se pot calcula cu ajutorul constantelor de timp de gol și de scurtcircuit polul cel mai mare în modul și polul cel mai mic în modul pentru orice rețea activă conținînd numai condensatoare, adică:

$$|p|_{min} = \frac{a_0}{a_1} = \frac{1}{\sum_j \tau_{j0}}, \tag{C.15}$$

$$|p|_{max} = \frac{a_{n-1}}{a_n} = \sum_j \frac{1}{\tau_{js}}. \tag{C.16}$$

Adăugînd la aceste concluzii observația că întreruperea, respectiv scurtcircuitarea tuturor condensatoarelor unei rețele cu excepția unuia singur, simplifică de obicei o rețea complicată în suficientă măsură încît constantele de timp de gol sau de scurtcircuit să poată fi calculate prin simpla observare a circuitului (în acest calcul nu intervin elemente care să înmagazineze energie) rezultă că se dispune de o metodă relativ rapidă pentru determinarea polilor de modul minim respectiv maxim.

În cazul analizei comportării circuitului în domeniul frecvențelor înalte polul dominant este după cum s-a arătat polul cel mai mic în modul. Deci, în ipoteza unor poli de înaltă frecvență suficient de depărtați, frecvența limită superioară este, în conformitate cu § A.2.4 și relația (C.15):

$$\omega_s = |p|_{min} = \frac{a_0}{a_1} = \frac{1}{\sum_j \tau_{j0}}. \tag{C.17}$$

Relația (C.17) permite nu numai aprecierea lărgimii de bandă a circuitului analizat ci, în special, *localizarea elementelor de circuit care limitează banda, indicînd ponderea pe care o au diferitele constante de timp de gol,* permițînd astfel proiectantului să acționeze direct asupra acestora pentru modificarea lărgimii de bandă în sensul dorit.

Concluzii similare se obțin și pentru analiza comportării circuitului la frecvențe joase, utilizînd, evident în acest caz circuitul echivalent de joasă frecvență. Polul dominant de joasă frecvență este, după cum s-a arătat,

*) Gray, P.E., Searle, C.L. Bazele electronicii moderne, vol. II, Ed. Tehnică, București, 1973.

polul cel mai mare în modul dintre polii de joasă frecvență. Deci în cazul unor poli suficient de depărtați ținînd seama de (C.16) frecvența limită inferioară se poate calcula cu relația:

$$\omega_j = |p|_{max} = \frac{a_{n-1}}{a_n} = \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{\tau_{js}}. \qquad (C.18)$$

După cum a reieșit din discuția anterioară metoda prezentată este valabilă în condițiile în care polii circuitului sînt îndepărtați și deci unul singur este dominant. Evident, dacă această condiție nu este îndeplinită se introduc erori: eroarea este maximă pentru cazul cînd toți polii rețelei se confundă.

În circuitele liniare cu tranzistoare formate din mai multe etaje legate în cascadă este neuzual să se întîlnească poli multipli, deoarece, rezultatul interacțiunii dintre etaje duce la depărtarea polilor între ei.

În concluzie, calculul frecvențelor limită cu relațiile aproximative $\omega_s = a_0/a_1 = 1/\sum_j \tau_{j0}$ și $\omega_j = a_{n-1}/a_n = \sum_j (1/\tau_{js})$ este valabil pentru majoritatea circuitelor practice. Această metodă are următoarele **avantaje**: în primul rînd *nu necesită rezolvarea circuitului și localizarea tuturor polilor* și în al doilea rînd *raportul coeficienților* a_0/a_1 și a_{n-1}/a_n *se poate determina prin inspecția circuitului.*

C.3. RĂSPUNSUL ÎN DOMENIUL FRECVENȚELOR ÎNALTE A UNUI AMPLIFICATOR FORMAT PRIN LEGAREA ÎN CASCADĂ A MAI MULTOR ETAJE CU TRANZISTOARE BIPOLARE ÎN CONEXIUNEA CU EMITORUL COMUN

Se consideră pentru exemplificare trei etaje de amplificare realizate cu tranzistoare bipolare în conexiunea cu emitorul comun avînd circuitul echivalent de semnal mic și înaltă frecvență din figura C.1, *a*. Analiza convenție-

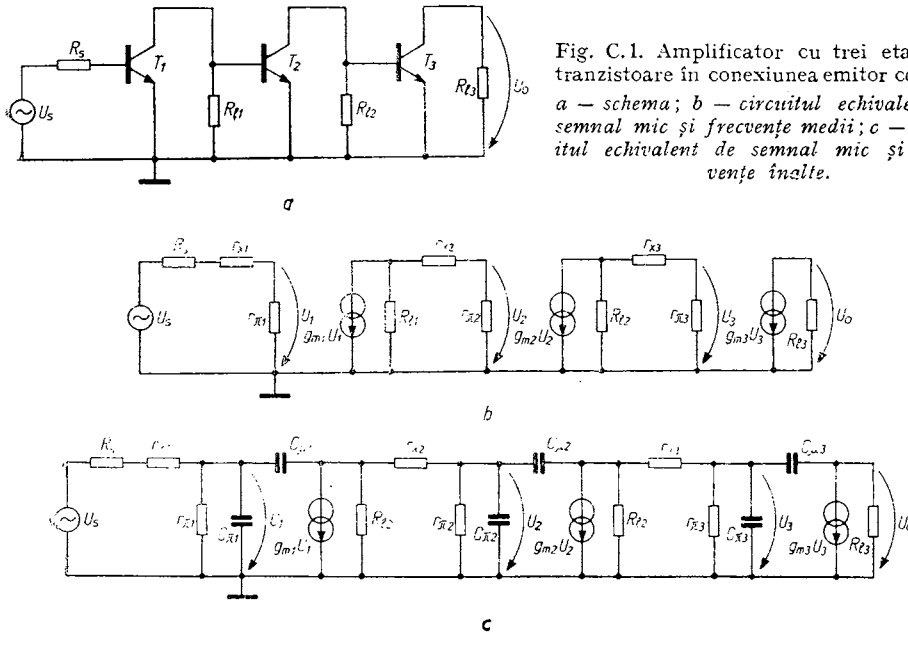


Fig. C.1. Amplificator cu trei etaje cu tranzistoare în conexiunea emitor comun: *a — schema; b — circuitul echivalent de semnal mic și frecvențe medii; c — circuitul echivalent de semnal mic și frecvențe înalte.*

nală a circuitului pentru determinarea frecvenței limită superioară este deosebit de laborioasă. După cum se va arăta, aplicarea metodei constantelor de timp de gol este însă foarte rapidă.

Pentru a familiariza cititorul cu ordinele de mărime ale diferiților parametri în continuare se va prezenta un exemplu numeric.

Exemplu. Să se calculeze frecvența limită superioară a amplificatorului din figura C.1, admițînd $R_s = 50\ \Omega$; $R_{l1} = R_{l2} = 780\ \Omega$; $R_{l3} = 50\ \Omega$. Se va admite pentru simplificare că tranzistoarele sînt identice și lucrează în același punct static de funcționare avînd:

$g_m = 200$ mA/V; $r_\pi = 400\ \Omega$, $r_x = 50\ \Omega$; $r_\mu = r_0 = \infty$, $C_\pi = 78{,}5$ pF; $C_\mu = 2{,}8$ pF.

Circuitul echivalent de semnal mic și frecvențe medii al amplificatorului din figura C.1, *a*, este prezentat în figura C.1, *b*.

Amplificarea în bandă poate fi calculată prin mai multe metode. Astfel, aplicînd pentru fiecare etaj relația generală potrivit căreia $A_u = A_i Z_l / Z_i$ rezultă:

$$A_u = \frac{U_0}{U_s} = \left[-\frac{\beta_1 R_{l1} \| (r_{x2} + r_{\pi 2})}{R_s + r_{x1} + r_{\pi 1}} \right] \cdot \left[-\frac{\beta_2 R_{l2} \| (r_{x3} + r_{\pi 3})}{r_{x2} + r_{\pi 2}} \right] \left[-\frac{\beta_3 R_{l3}}{r_{x3} + r_{\pi 3}} \right] =$$

$$= -(45{,}5)(51)\,(8{,}9) = -21\,000. \qquad \text{(C.19)}$$

Relația (C.19) arată că adăugînd etaje identice în lanțul de amplificare, amplificarea crește de 50 de ori pentru fiecare etaj adăugat: *numărul de etaje este limitat de zgomotul primului etaj și saturarea etajului de ieșire.*

Se poate calcula amplificarea și prin inspecția circuitului aplicînd divizarea de curent și de tensiune:

$$A_u = \frac{U_0}{U_s} = -\left(\frac{r_{\pi 1}}{r_{\pi 1} + r_{x1} + R_s} \right) g_{m1} \left(\frac{R_{l1}}{R_{l1} + r_{x2} + r_{\pi 2}} \right) r_{\pi 2} g_{m2} \times$$

$$\times \left(\frac{R_{l2}}{R_{l2} + r_{x3} + r_{\pi 3}} \right) r_{\pi 3} g_{m3} R_{l3} = -21\,000. \qquad \text{(C.20)}$$

Pentru *calculul frecvenței limită superioare* se utilizează circuitul echivalent din figura C.1, *c*. Calculul constantelor de timp de gol implică determinarea rezistenței dintre terminalele fiecărui condensator. În circuitul din figura C.1, *c*, se recunoaște cu ușurință că unele condensatoare sînt în condiții similare și deci pentru acestea se pot utiliza aceleași formule de calcul.

Astfel, rezistențele $R_{\pi 01}$, $R_{\pi 02}$, $R_{\pi 03}$, adică rezistențele de la bornele condensatoarelor $C_{\pi 1}$, $C_{\pi 2}$, $C_{\pi 3}$, cînd condensatoarele C_μ sînt circuite deschise, sînt:

$$R_{\pi 01} = r_{\pi 1} \| (R_s + r_{x1}) = 100 \| 400 = 80\ \Omega;$$

$$R_{\pi 02} = r_{\pi 2} \| (R_{l1} + r_{x2}) = 270\ \Omega; \qquad \text{(C.21)}$$

$$R_{\pi 03} = r_{\pi 3} \| (R_{l2} + r_{x3}) = 270\ \Omega;$$

și deci:

$$\tau_{10} = C_{\pi 1} R_{\pi 01} = 6{,}3 \text{ ns};$$

$$\tau_{30} = C_{\pi 2} R_{\pi 02} = 21{,}2 \text{ ns};$$

$$\tau_{50} = C_{\pi 3} R_{\pi 03} = 21{,}2 \text{ ns}. \qquad \text{(C.22)}$$

Pentru calculul rezistențelor $R_{\mu 0}$, adică a rezistențelor de la bornele condensatoarelor C_μ cînd condensatoarele C_π sînt circuite deschise, se utilizează circuitul din figura C.2. Aplicînd o sursă de semnal exterior U_e, după cum se indică în figură, se obține:

$$U_e = [r_\pi \| (r_x + R_s)] I_e + [I_e + g_m r_\pi \| (r_x + R_s)\ I_e] R_l$$

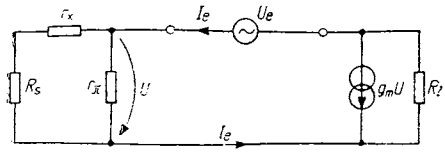


Fig. C.2. Circuit pentru calculul rezistenței $R_{\mu 0}$.

sau ținînd seama de relațiile (C.21):

$$U_e = I_e(R_{\pi 0} + R_l + g_m R_{\pi 0} R_l).$$

Deci:

$$R_{\mu 0} = \frac{U_e}{I_e} = R_{\pi 0} + R_l + g_m R_{\pi 0} R_l. \qquad \text{(C.23,a)}$$

Pe baza relației (C.23) se pot calcula rezistențele $R_{\mu 01}$, $R_{\mu 02}$ și $R_{\mu 03}$ de la bornele condensatoarelor $C_{\mu 1}$, $C_{\mu 2}$, $C_{\mu 3}$. Se obține:

$$\begin{aligned} R_{\mu 01} &= R_{\pi 01} + R_{l1ef} + g_{m1} R_{\pi 01} R_{l1\,ef} \\ R_{\mu 02} &= R_{\pi 02} + R_{l2ef} + g_{m2} R_{\pi 02} R_{l2\,ef} \\ R_{\mu 03} &= R_{\pi 03} + R_{l3ef} + g_{m3} R_{\pi 03} R_{l3\,ef}, \end{aligned} \qquad \text{(C.23, b)}$$

unde rezistențele de sarcină efective văzute de fiecare dispozitiv sînt:

$$\begin{aligned} R_{l1\,ef} &= R_{l1} \| (r_{x2} + r_{\pi 2}) = 780 \parallel 450 = 285\ \Omega \\ R_{l2\,ef} &= R_{l2} \| (r_{x3} + r_{\pi 3}) = 780 \parallel 450 = 285\ \Omega \\ R_{l3\,ef} &= R_{l3} = 50\ \Omega. \end{aligned} \qquad \text{(C.24)}$$

Deci, constantele de timp corespunzătoare capacităților $C_{\mu 1}$, $C_{\mu 2}$, $C_{\mu 3}$ sînt:

$$\begin{aligned} \tau_{20} &= C'_{\mu 1} R'_{\mu 01} = 2{,}8[80 + 285 + 200 \cdot 80 \cdot 285] = 12{,}3 \text{ ns} \\ \tau_{40} &= C'_{\mu 2} R''_{\mu 02} = 2{,}8[270 + 285 + 200 \cdot 270 \cdot 285] = 40 \text{ ns} \\ \tau_{60} &= C_{\mu 3} R_{\mu 03} = 2{,}8[270 + 50 + 200 \cdot 50 \cdot 270] = 7{,}5 \text{ ns}. \end{aligned} \qquad \text{(C.25)}$$

Admițînd că funcția de transfer a circuitului are un pol dominant de înaltă frecvență rezultă:

$$\omega_s = \frac{1}{\sum_j \tau_{j0}} = \frac{10^9}{6{,}3 + 21{,}2 + 21{,}2 + 12{,}3 + 40 + 7{,}5} = 9{,}3 \cdot 10^6 \text{rad/s} \qquad \text{(C.26, a)}$$

adică:

$$f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} = 1{,}5 \text{ MHz}. \qquad \text{(C.26,b)}$$

Printr-un calcul exact, asistat de calculator, se obține:

$$f_{s\,exact} = 1{,}8 \text{ MHz},$$

deci eroarea făcută utilizînd metoda constantelor de timp de gol este de -16%. Se observă că eroarea nu este mare față de împrăștierea valorilor componentelor; în plus, semnul erorii este favorabil, în sensul că rezultatul obținut este mai pesimist decît valoarea exactă.

Examinînd suma constantelor de timp τ_{j0} se poate observa care este constanta cea mai mare, deci cea care limitează banda amplificatorului. În exemplul analizat τ_{30} și τ_{40} au valori mari; ele se referă la tranzistorul din mijloc T_2. Deci, pentru a mări banda amplificatorului o soluție ar fi să se folosească un tranzistor T_2 cu frecvența de tăiere mai mare, deci cu C_π și C_μ mai mici.

C.4. CALCULUL FRECVENȚEI LIMITA SUPERIOARE ȘI DETERMINAREA APROXIMATIVĂ A CARACTERISTICILOR DE FRECVENȚA PRIN UNILATERALIZAREA DISPOZITIVELOR ACTIVE

Acest procedeu de calcul aproximativ reprezintă o *variantă simplificată a metodei constantelor de timp de gol*, folosită anterior cu deosebirea că în acest caz *circuitul echivalent de semnal mic se construiește prin unilateralizarea tranzistoarelor* utilizînd în acest scop modelul din figura B.6, *b*. Circuitul echivalent rezultant al amplificatorului din figura C.1, *a* este prezentat în figura C.3 în care, datorită valorilor mici, s-au neglijat capacitoarele C_μ în paralel cu R_l, pentru toate tranzistoarele.

Utilizînd expresia (B.18) capacitoarele C_t se calculează cu următoarele relații:

$$\begin{aligned} C_{t1} &= C_{\pi 1} + C_{\mu 1}(1 + g_{m1}R_{l1ef}) \\ C_{t2} &= C_{\pi 2} + C_{\mu 2}(1 + g_{m2}R_{l2ef}) \\ C_{t3} &= C_{\pi 3} + C_{\mu 3}(1 + g_{m3}R_{l3ef}), \end{aligned} \tag{C.27}$$

unde rezistențele de sarcină efective R_{l1ef}, R_{l2ef} și R_{l3ef} au semnificațiile date de relația (C.24).

Pentru calculul constantelor de timp de gol este necesar să se calculeze rezistențele R_{t1}, R_{t2}, R_{t3} văzute de condensatoarele C_{t1}, C_{t2}, C_{t3} respectiv.

Din circuitul din figura C.3 ținînd seama și de notațiile (C.21) se obține:

$$\begin{aligned} R_{t1} &= r_{\pi 1} \,||\, (r_{x1} + R_s) = R_{\pi 01} = 80\ \Omega \\ R_{t2} &= r_{\pi 2} \,||\, (R_{l1} + r_{x2}) = R_{\pi 02} = 270\ \Omega \\ R_{t3} &= r_{\pi 3} \,||\, (R_{l2} + r_{x3}) = R_{\pi 03} = 270\ \Omega. \end{aligned} \tag{C.28}$$

Utilizînd relațiile (C.27) și (C.28) rezultă constantele de timp asociate condensatoarelor C_{t1}, C_{t2}, C_{t3}:

$$\begin{aligned} R_{t1}C_{t1} &= 18 \text{ ns} \\ R_{t2}C_{t2} &= 60 \text{ ns} \\ R_{t3}C_{t3} &= 29 \text{ ns}. \end{aligned}$$

Ca urmare, aplicînd metoda constantelor de timp de gol pentru circuitul echivalent din figura C.3 se obține:

$$\omega_s = \frac{1}{\Sigma R_t C_t} = \frac{10^9}{18 + 60 + 29} = 9{,}4 \cdot 10^6 \text{ rad/s}, \tag{C.29}$$

față de $9{,}3 \cdot 10^6$ rad/s, cît a rezultat prin calculul anterior.

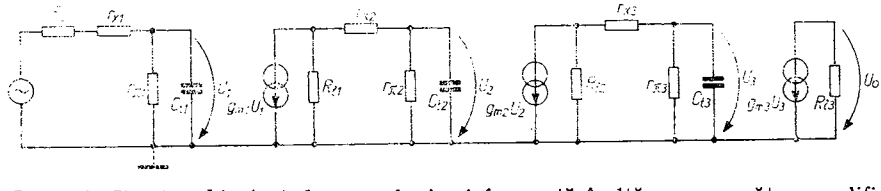


Fig. C.3. Circuit echivalent de semnal mic și frecvență înaltă corespunzător amplificatorului din figura C.1, *a*, construit prin unilateralizarea tranzistoarelor.

Calculul frecvenței limită superioare cu relația (C.29) este deosebit de simplu deoarece, ca urmare a unilateralizării tranzistoarelor, constantele de timp R_tC_t se pot calcula prin simpla observare a circuitului. Ca și în cazul precedent, această *metodă permite aprecierea ponderii diverselor constante de timp în determinarea lărgimii de bandă a amplificatorului*, sugerînd astfel proiectantului căile cele mai adecvate pentru obținerea răspunsului dorit la frecvențe înalte.

Un **avantaj important** al unilateralizării dispozitivelor active constă în aceea că *permite aprecierea comportării circuitului la frecvențe mai mari decît frecvența limită superioară a amplificatorului*, adică în afara benzii amplificatorului. Într-adevăr, prin unilateralizare, circuitul inițial a fost divizat în mai multe circuite separate, care nu mai interacționează între ele; pentru acest circuit se pot calcula polii corespunzători anulînd admitanța văzută la bornele fiecărui condensator din circuit, adică:

$$p_j = \frac{-1}{R_{tj}C_{tj}}. \tag{C.30}$$

Evident acești poli, numiți **poli înlocuitori** sau **poli sintetici**, diferă de polii reali ai amplificatorului, dar ei reușesc să aproximeze în mare răspunsul circuitului în frecvență. Polii înlocuitori sînt mai apropiați între ei decît cei reali, deoarece prin unilateralizarea dispozitivelor active s-a neglijat interacțiunea între diferitele etaje; ca urmare, cel mai mic pol înlocuitor în modul este mai mare decît cel real și reciproc modulul celui mai mare pol înlocuitor este mai mic decît cel real.

În cazul concret al circuitului din figura C.3 acești poli înlocuitori vor fi:

$$p_x = -\frac{1}{R_{t2}C_{t2}} = -1{,}67 \cdot 10^7 \text{ s}^{-1}$$

$$p_y = -\frac{1}{R_{t3}C_{t3}} = -3{,}5 \cdot 10^7 \text{ s}^{-1}$$

$$p_z = -\frac{1}{R_{t1}C_{t1}} = -5{,}6 \cdot 10^7 \text{ s}^{-1}.$$

Ținînd seama că $A_{u0} = -21\,000$ rezultă că funcția de transfer a circuitului va avea expresia aproximativă:

$$A_u = -\frac{21\,000}{\left(\frac{s}{1{,}67 \cdot 10^7} + 1\right)\left(\frac{s}{3{,}5 \cdot 10^7} + 1\right)\left(\frac{s}{5{,}6 \cdot 10^7} + 1\right)}, \tag{C.31}$$

avînd caracteristica amplitudine-frecvență din figura C.4.

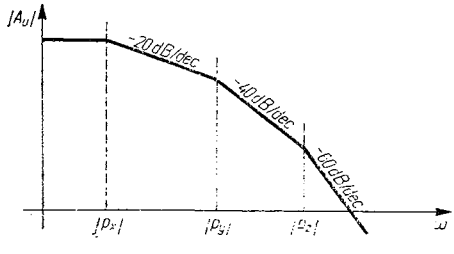


Fig. C.4. Caracteristica amplitudine frecvență corespunzătoare funcției de transfer din relația (C.31).

C.5. CIRCUIT ECHIVALENT SIMPLIFICAT ÎN π PENTRU UN TRANZISTOR BIPOLAR CU REZISTENȚA ÎN EMITOR

Utilizarea unor tranzistoare bipolare cu rezistență nedecuplată în emitor este foarte frecventă în circuitele integrate liniare deoarece, după cum se va arăta ulterior, prezența rezistenței R_e îmbunătățește o serie de performanțe ale circuitului ca de exemplu: *mărirea rezistenței de intrare, micșorarea capacității de intrare, extinderea domeniului tensiunilor de intrare pentru care circuitul are o comportare liniară, creșterea lărgimii benzii de frecvență* etc.

În figura C.5, *a*, se prezintă circuitul echivalent de semnal mic al unui tranzistor bipolar avînd o rezistență R_e nedecuplată în emitor în care, pentru simplificare, s-a neglijat rezistența $r_0 (r_0 = \infty)$. Analiza schemelor prevăzute cu asemenea etaje de amplificare este îngreunată de existența unui nod suplimentar corespunzător emitorului. De aceea este foarte comod să se dispună de un circuit echivalent în π care să includă efectul rezistenței R_e.

Pentru a elabora un model echivalent în formă de π se determină mai întîi expresia impedanței de intrare în schema din conturul punctat al figurii C.5, *a*. Se obține:

$$Z_i = Z_\pi + (g_m Z_\pi + 1)\, R_e = Z_\pi (1 + g_m R_e) + R_e =$$

$$= \frac{r_\pi}{1 + sC_\pi r_\pi} (1 + g_m R_e) + R_e. \qquad \text{(C.32)}$$

Relația (C.32) poate fi rescrisă sub forma echivalentă:

$$Z_i = \left[r_\pi (1 + g_m R_e) \,\middle\|\, \frac{(1 + g_m R_e)}{sC_\pi} \right] + R_e = \frac{r_\pi}{k} \,\middle\|\, \frac{1}{skC_\pi} + R_e, \qquad \text{(C.33)}$$

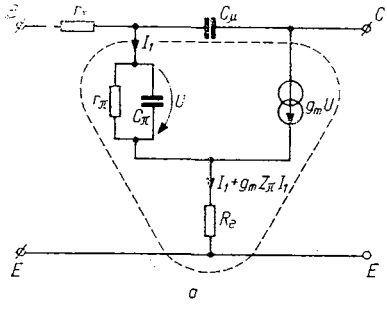
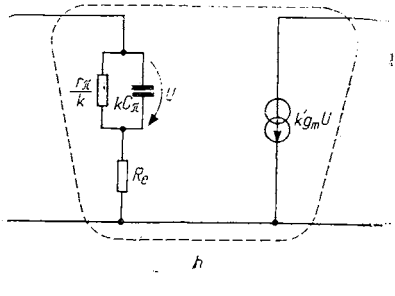
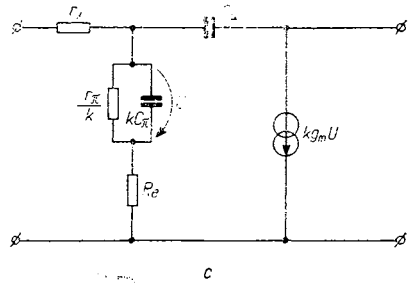


Fig. C.5. Metodă pentru includerea rezistenței externe din emitor în circuitul echivalent în π al unui tranzistor bipolar.





unde

$$k = 1/(1 + g_m R_e), \tag{C.34}$$

căreia îi corespunde circuitul de intrare din figura C.5, *b*. Relația (C.33) pune în evidență mărirea rezistenței de intrare și micșorarea capacității de intrare în circuit, datorate rezistenței R_e.

Circuitul de ieșire al schemei din conturul punctat al figurii C.5, *a*, trebuie să fie tot un generator de curent ideal de valoare $k'g_m U$, după cum se arată în figura C.5, *b*. Pentru a deduce valoarea coeficientului k' se pune condiția ca amplificarea în curent de joasă frecvență a schemei din figura C.5, *b*, să fie identică cu cea a circuitului cuprins în conturul punctat al schemei din figura C.5, *a*.

Amplificarea în curent a schemei din figura C.5, *b*, este:

$$A_i|_{\omega=0} = k'g_m \frac{r_\pi}{k}. \tag{C.35}$$

Amplificarea în curent a schemei din conturul punctat al figurii C.5, *a* este:

$$A_i|_{\omega=0} = g_m r_\pi. \tag{C.36}$$

Comparînd relațiile (C.35) și (C.36) rezultă:

$$k' = k = \frac{1}{1 + g_m R_e}, \tag{C.37}$$

ceea ce arată reducerea pantei echivalente de un număr de ori egal cu $1 + g_m R_e$.

În continuare, înlocuind în circuitul inițial porțiunea din conturul punctat cu schema echivalentă dedusă, rezultă circuitul echivalent în π din figura C.5, *c*.

Circuitul echivalent din figura C.5, *c* este foarte simplu și ușor de folosit; el este riguros utilizabil pentru analiza etajelor de amplificare cu amplificare moderată pentru care efectul rezistențelor r_0 și r_μ poate fi neglijat.

METODE DE COMPENSARE A RĂSPUNSULUI ÎN FRECVENȚĂ

D.1. REȚELE DE COMPENSARE

Schema, diagramele Bode și diagrama fazorială pentru **rețeaua de întîrziere a fazei** sînt date în figura D.1. Răspunsul rețelei de întîrziere este:

$$\frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} = \frac{1}{1 + j\omega CR} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_s}, \quad \frac{\underline{U}_o}{\underline{I}} = \frac{R}{1 + j\omega/\omega_s}, \quad \omega_s = \frac{1}{RC}. \tag{D.1}$$

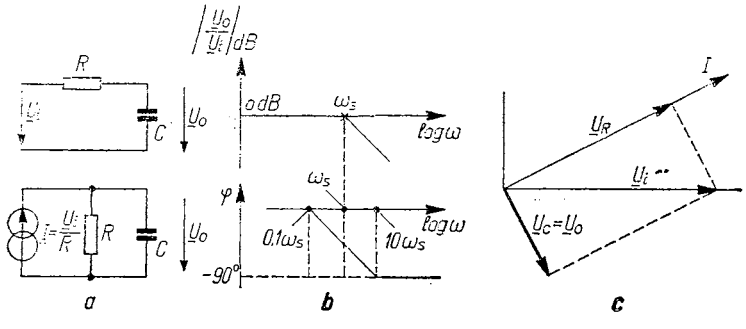


Fig. D.1. Rețele de întîrziere a fazei:
a — scheme; b — caracteristice Bode; c — diagramă fazorială.

Denumirea de rețea de întîrziere provine de la faptul că *tensiunea de ieșire* $\underline{U}_o$ *este defazată în urma tensiunii de intrare* $\underline{U}_i$.

Rețeaua modificată de întîrziere a fazei (rețea de întîrziere-avans) și caracteristicele Bode ale ei sînt reprezentate în figura D.2. Răspunsul rețelei este de forma:

$$\frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} = \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega(R_1 + R_2)\,C} = \frac{1 + j\omega/\omega_2}{1 + j\omega/\omega_1}, \quad \omega_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2)\,C},$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C} \tag{D.2}$$

$$\omega_1/\omega_2 = R_2/(R_1 + R_2) < 1.$$

Rețeaua are în răspuns mai întîi polul $s = -\omega_1$ (întîrziere de fază) și apoi, zeroul $s = -\omega_2$, de unde denumirea de rețea de întîrziere-avans.

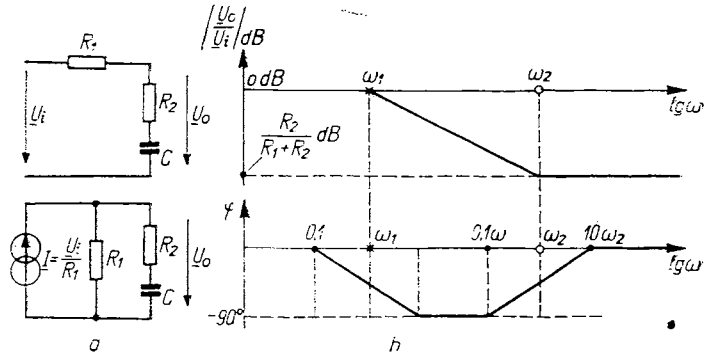


Fig. D.2. Rețea modificată de întîrziere a fazei:
a — scheme; *b* — caracteristici Bode.

Rețeaua de avans a fazei este dată în figura D.3. Răspunsul rețelei este:

$$\frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega CR_1}{1 + j\omega CR_1 \parallel R_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{1 + j\omega/\omega_1}{1 + j\omega/\omega_2},$$

$$\omega_1 = 1/CR_1, \quad \omega_2 = 1/(CR_1 \parallel R_2), \quad \omega_1/\omega_2 = R_2/(R_1 + R_2) < 1. \quad \text{(D.3)}$$

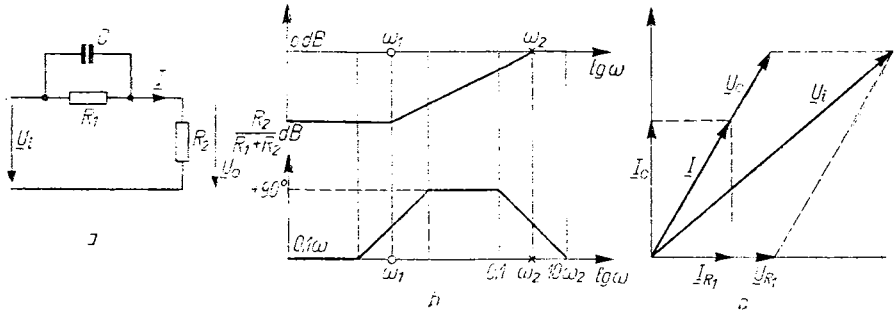


Fig. D.3. Rețea de avans a fazei:
a — schemă; b — caracteristice Bode; c — diagramă fazorială.

Rețeaua are în răspuns un zero $s = -\omega_1$ și polul $s = -\omega_2$. Din diagrama fazorială rezultă că *tensiunea de ieșire* $\underline{U}_o$ *este defazată înaintea tensiunii de intrare* $\underline{U}_i$, de unde provine și denumirea de rețea de avans a fazei.

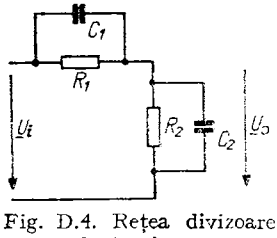


Fig. D.4. Rețea divizoare de tensiune.

În figura D.4 este reprezentată **rețeaua divizoare de tensiune** care are răspunsul:

$$\frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega (C_1 + C_2)\, R_1 \parallel R_2} =$$

$$= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega/\omega_1}{1 + j\omega/\omega_2},$$

$$\omega_1 = 1/C_1R_1, \quad \omega_2 = 1/(C_1 + C_2)\, R_1 \parallel R_2. \quad \text{(D.4)}$$

Dacă

$$R_1C_1 = (C_1 + C_2)R_1 \parallel R_2 \quad \text{și deci} \quad R_1C_1 = R_2C_2, \tag{D.5}$$

răspunsul rețelei devine independent de frecvență, reducîndu-se la:

$$\underline{U}_o/\underline{U}_i = R_2/(R_1 + R_2).$$

Prin particularizări, din rețeaua divizoare de tensiune, se pot obține rețele de întîrziere și avans de fază. Deși nu sînt folosite pentru compensarea răspunsului în frecvență, rețelele divizor de tensiune pot să apară în răspunsul amplificatoarelor compensate din cauza capacităților parazite.

D.2. *Compensarea cu întîrziere de fază („lag compensation")*

În figura D.5 se exemplifică **metoda de compensare cu întîrziere de fază pentru amplificatorul μA 702.** Amplificarea în buclă deschisă necompensată este:

$$a(j\omega) = \frac{a_0}{(1 + j\omega/\omega_1)\,(1 + j\omega/\omega_2)\,(1 + j\omega/\omega_3)}. \tag{D.6}$$

Polii sînt la frecvențele 1 MHz, 4 MHz, 40 MHz, $a_0 = 3\,600$.

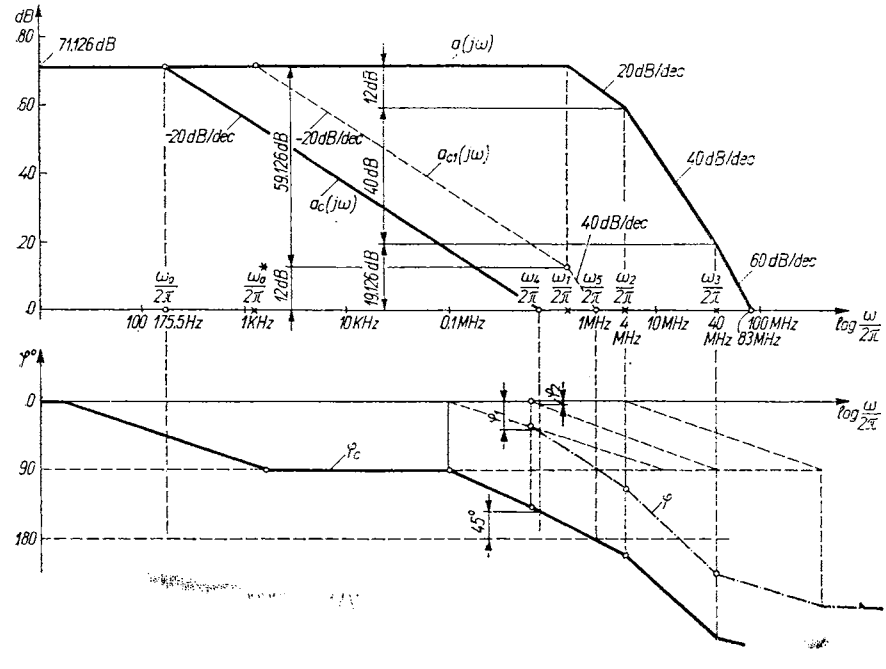


Fig. D.5. Compensare cu întîrziere de fază (μA 702).

Datorită rețelei de întîrziere, amplificarea în buclă deschisă compensată devine:

$$a_c(j\omega) = \frac{a_0}{(1 + j\omega/\omega_1)\,(1 + j\omega/\omega_2)\,(1 + j\omega/\omega_3)\,(1 + j\omega/\omega_0)}. \tag{D.7}$$

Frecvența corespunzătoare polului introdus de rețeua de compensare $s = -\omega_0$ se determină în funcție de mărimea rezervei de fază. Pentru ca amplificatorul să fie stabil ca repetor cu o rezervă de fază de 45° [caracteristica $a_c(j\omega)$], este necesar ca $\varphi_1 + \varphi_2 = 45°$, φ_1 și φ_2 fiind defazajele introduse de polii $s_1 = -\omega_1$ și $s = -\omega_2$ (1 MHz și 4 MHz):

$$45° \lg \frac{\omega_4/2\pi}{0{,}1 \text{ MHz}} + 45° \lg \frac{\omega_4/2\pi}{0{,}4 \text{ MHz}} = 45°.$$

Rezultă

$$\omega_4/2\pi = 0{,}632 \text{ MHz}, \quad \log \omega_4/\omega_0 = 71{,}126/20 = 3{,}5563$$

$$\omega_0/2\pi = \frac{\tau_4/2\pi}{3599{,}97} = 175{,}5 \text{ Hz}.$$

Dacă pentru defazaj se alege valoarea critică de 180° [caracteristica $a_{c_1}(j\omega)$] atunci $\varphi_1 + \varphi_2 = 90°$ și rezultă următoarele valori numerice $\omega_0/2\pi = 2$ MHz și $\omega_0/2\pi = 1{,}11$ kHz.

Din diagrama din figura D.5 se observă că polul datorat rețelei de compensare determină practic răspunsul în frecvență al amplificatorului cu reacție, de unde compensarea cu întîrziere de fază se mai numește și **metoda polului dominant.**

Dacă amplificatorul este compensat ca să fie stabil ca repetor, atunci de regulă $\omega_0 \ll \omega_1$ și în consecință *se introduce și o severă limitare a benzii pentru cazurile în care amplificatorul este destinat să lucreze cu valori mari ale amplificării în buclă închisă,* ceea ce constituie un **dezavantaj** important.

Alt dezavantaj provine din faptul că *pentru condensatorul rețelei de întîrziere rezultă valori mari,* acesta trebuind să fie neelectrolitic. În figura D.6,*a*, se exemplifică cazul cel mai simplu de realizare a rețelei de întîrziere prin conectarea unui condensator la ieșirea amplificatorului operațional. În legătură cu aceasta menționăm și **avantajul** legat de *simplitatea soluției,* care nu necesită terminale suplimentare pentru rețelele de compensare.

Rezistența de ieșire pentru cele mai multe amplificatoare operaționale este de cca 100 Ω. Pentru frecvența $\omega_0/2\pi = 175{,}5$ Hz (fig. D.5), valoarea condensatorului de compensare C_c, rezultă:

$$C_c = 1/\omega_0 R_0 = (1/2\pi \cdot 175{,}5 \cdot 100)\text{F} = 9{,}1 \ \mu\text{F}.$$

Pentru a reduce valoarea condensatorului de compensare, uneori este posibilă conectarea unei rezistențe la ieșirea amplificatorului înaintea condensatorului C_c. Sînt și situații cînd este prevăzută o terminală suplimentară de la etajele prefinale, fig. D.6, *b*, în care caz rezistența R_x poate avea valori suficient de mari (de exemplu terminala de ieșire de la colectorul unui tranzistor încărcat cu un etaj Darlington sau cu un repetor pe emitor etc.).

În figura D.6, *c* se exemplifică compensarea pe etajul diferențial de intrare prin conectarea în paralel între colectoare a unui condensator, rețea cu întîrziere de fază, sau a unei rețele cu întîrziere-avans de fază, $R_c - C_c$ [2, 7, 9, cap. 5]. De la această soluție provine și denumirea de **compensare cu rețea RC în paralel** („RC shunt compensation").

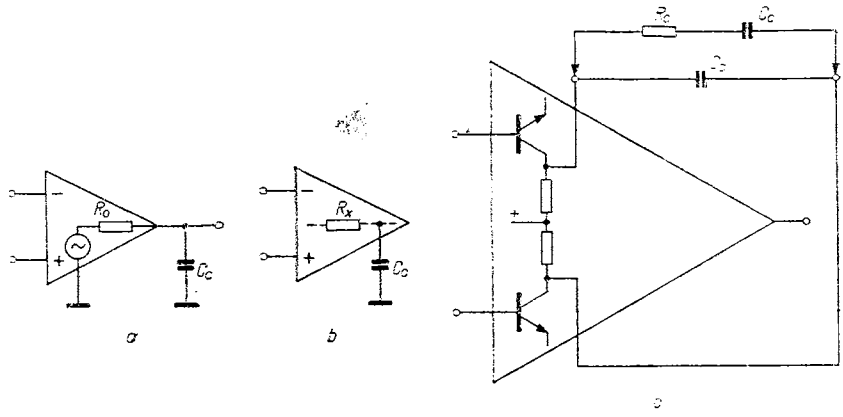


Fig. D.6. Circuite pentru compensarea cu întîrziere de fază:
a — compensare cu condensator conectat la ieșire; b — compensare internă sau pe etajele prefinal; c — compensarea pe etajul diferențial de intrare.

Expresia frecvenței $\omega_0/2\pi$ se stabilește ca mai jos.
Transmisia pe buclă pentru amplificatorul compensat are expresia:

$$T_c(j\omega) = f_0 a_c(j\omega) = \frac{f_0 a_0}{(1 + j\omega/\omega_1)\,(1 + j\omega/\omega_2)\,(1 + j\omega/\omega_3)\,(1 + j\omega/\omega_0)}. \qquad (D.8)$$

Mai sus s-a precizat că în general, este îndeplinită condiția $\omega_0 \ll \omega_1$, ω_1 fiind polul la frecvența cea mai mică din răspunsul amplificatorului necompensat. În această condiție expresia (D.8) se poate scrie:

$$f_0 a_c(j\omega) \simeq \frac{f_0 a_0}{(1 + j\omega/\omega_1)\,(1 + j\omega/\omega_2)\,(1 + j\omega/\omega_3) j\omega/\omega_0}. \qquad (D.9)$$

Folosindu-se relația (5.166) se obține:

$$T_c(j\omega) = f_0 a_c(j\omega) =$$

$$= \frac{f_0 a_0 \omega_0}{\dfrac{\omega^4}{\omega_1\omega_2\omega_3} - \dfrac{\omega^2}{\omega_1} - \dfrac{\omega^2}{\omega_2} - \dfrac{\omega^2}{\omega_3} + j\left(\omega - \dfrac{\omega^3}{\omega_1\omega_2} - \dfrac{\omega^3}{\omega_1\omega_3} - \dfrac{\omega^3}{\omega_2\omega_3}\right)}. \qquad (D.10)$$

La defazajul critic de 180°, transmisia pe buclă este o mărime reală și în consecință:

$$\omega - \omega^3/\omega_1\omega_2 - \omega^3/\omega_1\omega_3 - \omega^3/\omega_2\omega_3 = 0. \qquad (D.11)$$

Cu $\omega \neq 0$, frecvența critică rezultă:

$$\omega_{cr}/2\pi = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\omega_1\omega_2\omega_3/(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)}. \qquad (D.12)$$

Pentru frecvența critică, transmisia pe buclă are expresia

$$T_c(j\omega_{cr}) = f_0 a_c(j\omega_{cr}) =$$

$$= \frac{-a_0 f_0 \omega_0 (\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)^2}{2\omega_1\omega_2\omega_3 + \omega_1^2\omega_2 + \omega_1^2\omega_3 + \omega_2^2\omega_1 + \omega_2^2\omega_3 + \omega_3^2\omega_1 + \omega_3^2\omega_2}. \qquad (D.13)$$

Pentru ca amplificatorul să fie stabil la frecvența critică este necesar $|T(j\omega_c)| < 1$, de unde se obține:

$$f_0 a_0 < \frac{2\omega_1\omega_2\omega_3 + \omega_1^2\omega_2 + \omega_1^2\omega_3 + \omega_2^2\omega_1 + \omega_2^2\omega_3 + \omega_3^2\omega_1 + \omega_3^2\omega_2}{\omega_0(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)^2}. \qquad (D.14)$$

Pentru situația critică $T_c(j\omega_{cr}) = 1$ și $f_0 a_0 = 3\,600$, din relațiile (D.12) și (D.13) se obține $\omega_{cr}/2\pi = 1{,}88$ MHz $\simeq \omega_5/2\pi$ și $\omega_0^*/2\pi = 1{,}23$ kHz, valori apropiate de cele stabilite în figura D.5 pe baza caracteristicilor de liniarizare fragmentată.

Dacă în expresia (D.10) se pune condiția $\varphi = -45°$ pentru $T_c(j\omega) = 1$ și cu $f_0 a_0 = 3\,600$, rezultă $\omega_4/2\pi = 0{,}684$ MHz și $\omega_0/2\pi = 190$ Hz.

Se poate verifica că la folosirea expresiei exacte (D.6) se obțin practic aceleași valori numerice, numai că expresiile de calcul devin mai complicate. Pentru alte exemple numerice se poate consulta [1, de la cap. 5].

D.3. COMPENSAREA CU AVANS DE FAZĂ („LEAD COMPENSATION")

Schemele folosite în mod obișnuit pentru compensarea cu rețele cu avans de fază sînt reprezentate în figurile D.7, *a* și *b*. Cea mai folosită este schema din figura D.7, *a*. În acest caz nu sînt necesare terminale suplimentare pentru conectarea elementelor de compensare.

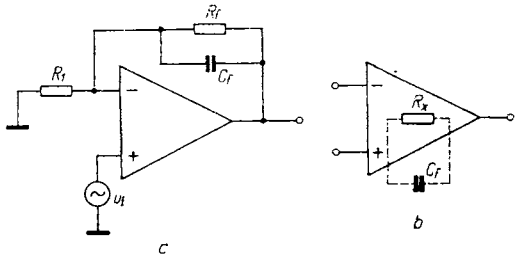


Fig. D.7. Circuite pentru compensarea cu avans de fază:
a — compensarea cu condensator paralel cu R_f; b — cu condensator paralel în etaje prefinale.

Aplicîndu-se relațiile (D.3), la figura D.7, se obține pentru factorul de reacție expresia:

$$f_c(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + R_f}\,\frac{1 + j\omega C_f R_f}{1 + j\omega C_f R_1 \parallel R_f} = f_0\,\frac{1 + j\omega/\omega_z}{1 + j\omega/\omega_p},$$

$$\omega_p/\omega_z = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = \frac{1}{f_0} \approx A_0. \qquad (D.15)$$

Pentru un amplificator cu trei poli, de exemplu, pentru μA 702, răspunsul amplificatorului cu reacție compensat este de forma:

$$T_c(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + R_f}\,a_0\,\frac{(1 + j\omega/\omega_z)}{(1 + j\omega/\omega_1)(1 + j\omega/\omega_2)(1 + j\omega/\omega_3)(1 + j\omega/\omega_p)} =$$

$$= f_0 a_0 a_c(j\omega). \qquad (D.16)$$

Mai sus, formal, s-a considerat efectul zeroului și polului introdus de rețeaua de compensare în amplificarea compensată a_c, condiție care de altfel este satisfăcută în cazul figurii D.7, *b*.

Zeroul ω_z introdus de rețeaua de compensare se ia de obicei egal cu ω_2. Se consideră mai întîi $\omega_z = \omega_1$ și $\omega_p/\omega_z = 1/f_0$ (relațiile D.15). Expresia (D.16) se poate ordona ca și expresia (5.166):

$$T_c(j\omega) = f_0 a_0 \Big/ \left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1\omega_2/f_0} - \frac{\omega^2}{\omega_1\omega_3/f_0} - \frac{\omega^2}{\omega_2\omega_3}\right) + \right.$$
$$\left. + j\left(\frac{\omega}{\omega_1/f_0} + \frac{\omega}{\omega_2} + \frac{\omega}{\omega_3} - \frac{\omega^3}{\omega_1\omega_2\omega_3/f_0}\right)\right]. \qquad (D.17)$$

La defazajul transmisiei pe buclă compensată critic de 180°, se obțin relații similare cu (5.167) și (5.169):

$$\omega_{cr} = \pm \sqrt{\frac{\omega_1\omega_2}{f_0} + \frac{\omega_1\omega_3}{f_0} + \omega_2\omega_3} \qquad (D.18)$$

$$T_{c,0} = f_0 a_0 \leqslant 2 + \frac{\omega_2 + \omega_3}{\omega_1/f_0} + \frac{\omega_1/f_0 + \omega_3}{\omega_2} + \frac{\omega_1/f_0 + \omega_2}{\omega_3}. \qquad (D.19)$$

Din expresia (D.19), se poate determina f_0, pentru care rezultă ecuația:

$$f_0^2[a_0 - (\omega_2 + \omega_3/\omega_1] - f_0(2 + \omega_3/\omega_2 + \omega_2/\omega_3) -$$
$$-(\omega_1/\omega_2 + \omega_1/\omega_3) = 0. \qquad (D.20)$$

Pentru amplificatorul operațional μA 702 se obțin valorile:

$$f_0 = 0{,}01066, \quad \omega_p/2\pi = 93{,}8 \text{ MHz}, \quad f_0 a_0 \leqslant 38{,}37, \quad \omega_{cr}/2\pi = 65{,}5 \text{ MHz}$$
$$A_0 \geqslant 93{,}8.$$

În privința stabilității situația se înrăutățește față de cazul amplificatorului necompensat, relațiile (5.167) și (5.169).

În figura D.8 sînt date caracteristicile Bode de liniarizare fragmentată a_{c_1} și $\varphi_{T_{c_2}}$ pentru datele numerice de mai sus. Se pune în evidență creșterea benzii de frecvență.

Dacă se alege $\omega_z/2\pi = \omega_2/2\pi = 4$ MHz, pentru situația de modul și fază critică, se stabilesc următoarele expresii:

$$\omega_{cr} = \sqrt{\frac{\omega_2\omega_3}{f_0} + \frac{\omega_1\omega_2}{f_0} + \omega_1\omega_3} \qquad (D.21)$$

$$T_{c,0} = f_0 a_0 = 2 + \frac{(\omega_2/f_0 + \omega_3)}{\omega_1} + \frac{(\omega_1 + \omega_3) f_0}{\omega_2} + \frac{\omega_1 + \omega_2/f_0)}{\omega_3} \qquad (D.22)$$

$$f_0^2\left(a_0 - \frac{\omega_1 + \omega_3}{\omega_2}\right) - f_0\left(2 + \left(\frac{\omega_3}{\omega_1} + \frac{\omega_1}{\omega_3}\right) - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} + \frac{\omega_2}{\omega_3}\right)\right) = 0. \qquad (D.23)$$

Datele numerice care rezultă sînt: $f_0 = 0{,}040152$, $\omega_{cr}/2\pi = 64{,}22$ MHz, $\omega_p/2\pi = 99{,}62$ MHz, $f_0 a_0 = 144{,}55$, $A_0 \geqslant 24{,}9$.

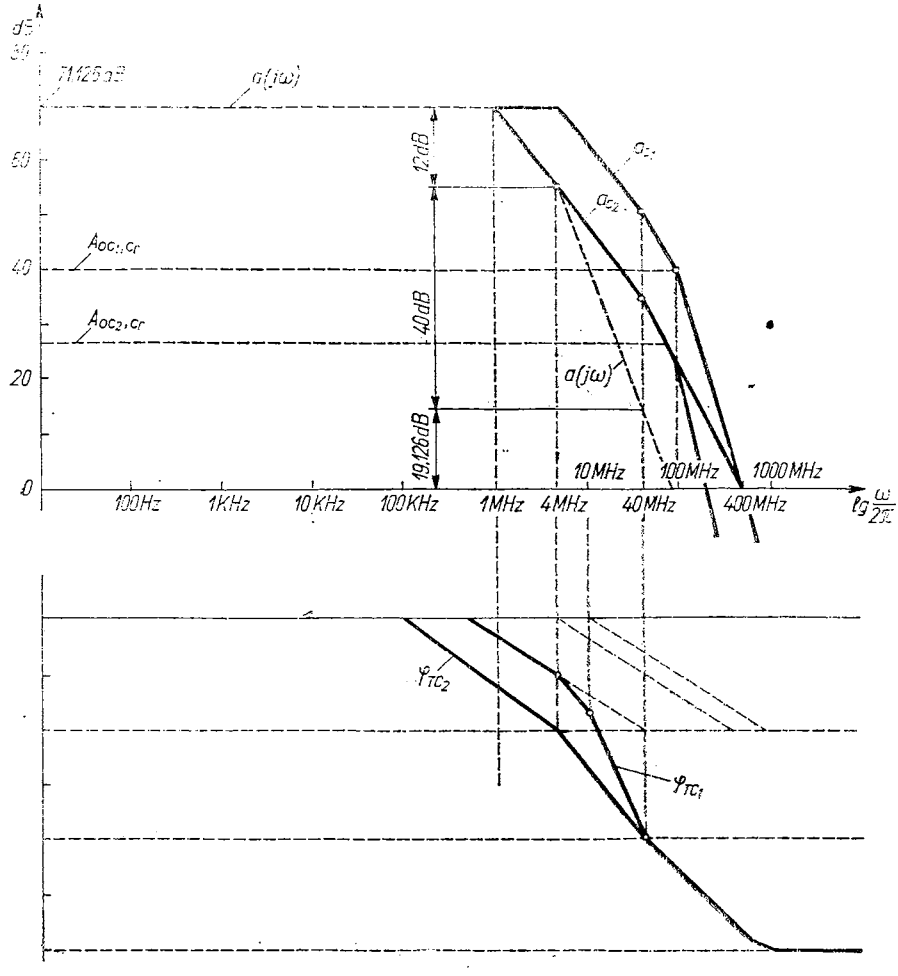


Fig. D.8. Diagrame Bode la compensarea cu avans de fază.

În figura D.8 caracteristicile Bode pentru acest caz sînt notate cu a_{c_1} și $\varphi_{T_{c_2}}$. Din nou, se poate observa creșterea benzii amplificatorului compensat. Pentru transmisia pe buclă compensată sînt permise valori mai mari.

În cazul folosirii compensării cu avans de fază nu se poate asigura funcționarea stabilă în regim de repetor (reacție totală), *exceptînd amplificatoarele cu valori foarte mici ale amplificării în buclă deschisă.*

De exemplu, un amplificator cu polii la 1 MHz, 4 MHz și 40 MHz ar trebui să aibă $a_0 < 56{,}43$, valoare determinată cu relația (5.169), pentru $f_0 = 1$.

La stabilirea rezervelor de fază și de amplitudine apar dificultăți din cauza faptului că frecvențele ω_z *și* ω_p *nu sînt independente,* ceea ce constituie un **dezavantaj** al metodei de compensare cu avans de fază. Dacă pe caracteristica $\varphi_{T_{c_2}}$ se alege o rezervă de fază de 45°, rezultă o valoare mai mică pentru f_0 față de cea calculată din relația (D.23). Modificîndu-se f_0 se modifică și valoarea frecvenței $\omega_p/2\pi$, deci sînt valabile alte caracteristici Bode etc.

Analitic, problema s-ar putea rezolva folosind expresia (D.17) și punîndu-se condițiile:

$$|T_c(j\omega)|_{R\varphi=45^\circ} = 1; \quad \varphi_{T_c} = -135^\circ, \tag{D.24}$$

dar calculele sînt complicate.

În exemplul considerat, polul introdus de rețeaua de compensare este la o frecvență mult mai mare față de zerou, $f_0 \ll 1$, $\omega_p \gg \omega_z$. Aceeași condiție poate fi realizată, și la *compensarea unui amplificator cu un pol triplu*. În acest caz transmisia pe buclă compensată are expresiile:

$$T_c(j\omega) = f_0 a_0 \frac{1}{(1+\omega/\omega_1)^3} \cdot \frac{1+j\omega/\omega_z}{1+j\omega/\omega_p},$$

$$\omega_z = \omega_1, \quad \omega_p/\omega_z = 1/f_0 \tag{D.25}$$

$$T_c(j\omega) = f_0 a_0 \frac{1}{(1+j\omega/\omega_1)^2 (1+j\omega/\omega_p)} =$$

$$= \frac{f_0 a_0}{1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_1^2} - \dfrac{2\omega^2}{\omega_1\omega_p} + j\left(\dfrac{2\omega}{\omega_1} + \dfrac{\omega}{\omega_p} - \dfrac{\omega^3}{\omega_1^2\omega_p}\right)}. \tag{D.26}$$

La defazaj critic $\omega = \omega_{cr} = \sqrt{\omega_1^2 + 2\omega_1\omega_p}$. (D.27)

Din expresiile (D.24) și (D.25), se mai deduc condițiile:

$$|T_c(j\omega_{cr})| = \left| \frac{f_0 a_0}{-4-2\left(\dfrac{\omega_p}{\omega_1} + \dfrac{\omega_1}{\omega_p}\right)} \right| < 1 \tag{D.28}$$

$$f_0 a_0 < 4 + 2\left(\frac{\omega_p}{\omega_1} + \frac{\omega_1}{\omega_p}\right). \tag{D.29}$$

Dacă

$$\omega_p \gg \omega_1, \quad f_0 a_0 \leqslant 2\omega_p/\omega_1 = 2/f_0, \quad f_0 \leqslant \sqrt{2/a_0}. \tag{D.30}$$

Determinarea aproximativă a benzii de frecvență rezultă din figura D.9, *a*. Se poate scrie

$$\operatorname{tg}\alpha = 40 \text{ dB/dec} = \frac{20 \lg f_0 a_0}{\log \omega_s/\omega_1}, \quad \log \omega_s/\omega_1 = \frac{1}{2} \log f_0 a_0,$$

de unde rezultă

$$B \simeq \frac{\omega_1}{2\pi} \cdot \sqrt{f_0 a_0}. \tag{D.31}$$

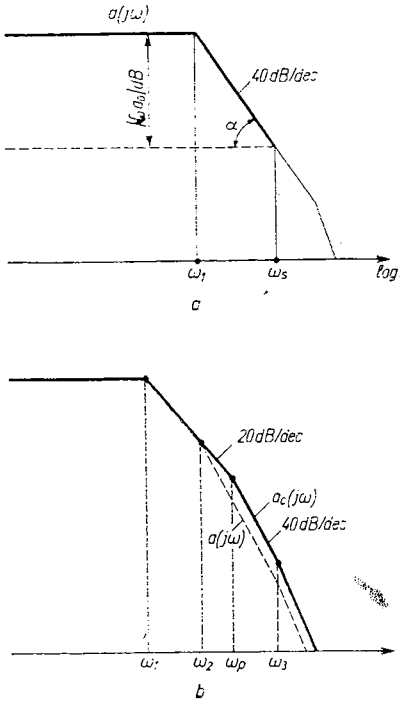


Fig. D.9. Compensarea cu avans de fază:
a — determinarea benzii; b — diagramă Bode pentru cazul $\omega_z \simeq \omega_p$.

Dacă rețeaua cu avans de fază este folosită pentru compensarea amplificatoarelor care pot lucra cu valori mari pentru f_0 *și deci valori mici pentru amplificările în buclă închisă, atunci polul și zeroul rețelei de compensare rezultă de valori apropiate,* diagrama Bode fiind în acest caz ca în figura D.9, *b*.

Sînt situații în care valoarea lui ω_z este foarte critică, ceea ce presupune C_f reglabil. Datorită elementelor de circuit parazite, a împrăștierii și dependenței valorilor lor de temperatură, metoda de compensare cu avans de fază poate să devină inaplicabilă.

Rețelele de compensare cu avans de fază pot să fie folosite în combinație cu alte tipuri de rețele, de exemplu, cu o rețea de întîrziere pentru anularea polului introdus de capacitatea sarcinii. În scopul anulării polului introdus de circuitul de intrare ea se transformă într-o rețea divizor etc.

D.4. COMPENSAREA CU ÎNTÎRZIERE-AVANS DE FAZĂ („LEAD-LAG COMPENSATION")

Compensarea cu întîrziere-avans de fază cuprinde toate corecțiile care introduc poli și zerouri în răspunsul amplificatorului compensat, cu condiția ca prima dată să fie introdus un pol, o întîrziere de fază, în sensul de creștere a frecvenței.

În cadrul acestei metode sînt considerate în mod obișnuit compensările cu rețea modificată de întîrziere a fazei, combinațiile rețea de întîrziere-rețea de avans a fazei, rețea modificată de întîrziere-rețea de avans, compensarea Miller.

D.4.1. COMPENSAREA CU REȚELE CU ÎNTÎRZIERE-AVANS DE FAZĂ

Soluții de circuit pentru **compensarea cu întîrziere-avans fază** sînt reprezentate în figura D.10.

● În figura D.10,*a* se dă schematic soluția de **circuit pentru compensarea cu rețea modificată de întîrziere a fazei** a cărei răspuns a fost stabilit anterior (relațiile (D.2)). Pentru un amplificator cu pol triplu la frecvența $\omega_1/2\pi$, transmisia pe buclă compensată are expresia:

$$T_c(j\omega) = \frac{f_0 a_0}{(1 + j\omega/\omega_1)^3} \cdot \frac{1 + j\omega/\omega_z}{1 + j\omega/\omega_p} \qquad (D.32)$$

ω_z se alege egal cu ω_1, expresia (D.32) luînd forma:

$$T_c(j\omega) = f_0 a_0/(1 + j\omega/\omega_1)^2 (1 + j\omega/\omega_p), \qquad (D.33)$$

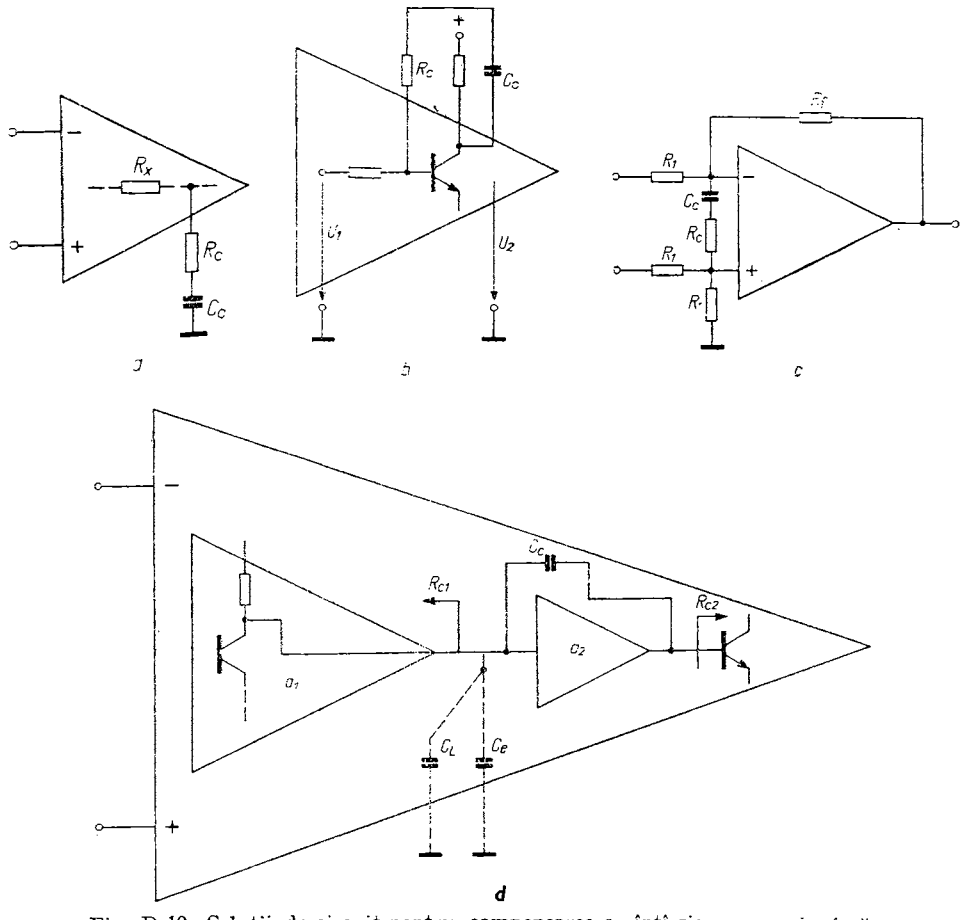


Fig. D.10. Soluții de circuit pentru compensarea cu întîrziere-avans de fază: *a, b — compensarea cu rețea modificată de întîrziere a fazei; c — rețea modificată de întîrziere a fazei conectată în circuitul de intrare; d — compensarea Miller.*

expresie identică cu relația (D.26). De asemenea, rămîn valabile și expresiile (D.27) și (D.29). Cînd este satisfăcută condiția $\omega_p \ll \omega_1$, din relația (D.29) se obține:

$$f_0 a_0 \leqslant 2\omega_1/\omega_p. \tag{D.34}$$

Dacă $\omega_p \ll \omega_1$, la determinarea benzii se poate considera numai polul ω_p în răspuns. Banda de frecvență rezultă:

$$B \simeq \omega_s = \omega_p(1 + f_0 a_0) \approx \omega_p f_0 a_0. \tag{D.35}$$

Dacă se alege valoarea limită $f_0 a_0 = 2\omega_1/\omega_p$, rezultă $B = 2\omega_1/2\pi$, valoare mai mică decît cea obținută pentru rețeaua de compensare cu avans de fază (relația (D.31)).

Compensarea cu rețeaua modificată de întîrziere a fazei se folosește și pentru amplificatoare cu poli diferiți. Diagramele Bode în acest caz sînt reprezentate în figura D.11.

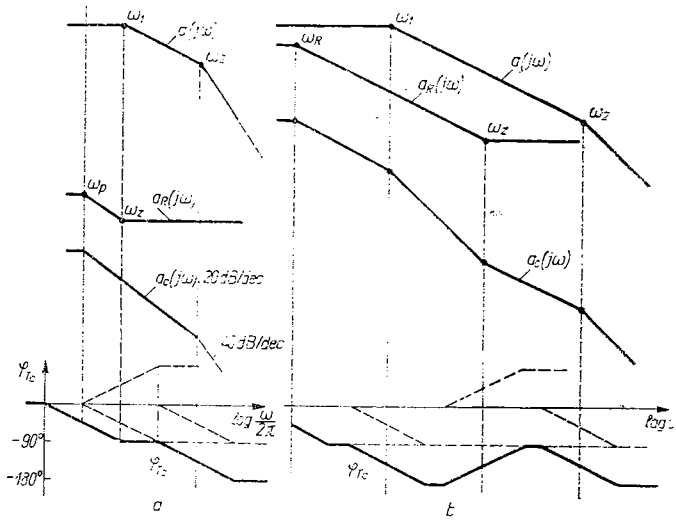


Fig. D.11. Diagramele Bode pentru compensarea cu rețea modificată de întîrziere a fazei:
a — cazul obișnuit; b — compensarea pentru bandă largă.

Situația întîlnită în mod obișnuit este cea reprezentată în figura D.11, *a*. Zeroul rețelei de compensare ω_z se alege egal cu ω_1. Polul rețelei de compensare ω_p trebuie să fie apropiat de ω_1 pentru a nu se pierde prea mult din bandă. În vederea asigurării rezervei de fază este necesar ca modulul transmisiei pe buclă să fie 1 la frecvența $\omega_2/2\pi$, sau chiar la frecvențe mai mici dacă intervine și defazajul introdus de ceilalți poli. Aceste condiții nu pot fi întotdeauna satisfăcute din cauză că polul și zeroul rețelei de compensare nu au valori independente.

În figura D.11, *b* sînt reprezentate caracteristicile Bode pentru cazul în care zeroul rețelei de compensare este la o frecvență mai mare ca cea a primului pol din răspunsul amplificatorului. Pentru a exista o rezervă de fază acceptabilă este necesar ca zeroul $s = -\omega_z$ să fie la o frecvență mai mică față de aceea la care modulul transmisiei pe bucla compensată este 1 (două, trei octave).

● Circuitul din figura D.10, *b*, cu **tranzistorul considerat cu parametrii de joasă frecvență,** are răspunsul $\underline{U}_2/\underline{U}_1$ de forma:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = K\,\frac{1 + \omega/\omega_z}{1 + \omega/\omega_p}, \tag{D.36}$$

similar cu acela al rețelei modificate de întîrziere a fazei. Asemenea soluție de compensare se folosește la amplificatorul μA 709.

Ca și circuitul din figura D.10, *a* și acesta are următoarele **dezavantaje:** *necesită terminale suplimentare pentru compensare, valorile polului și zeroului nu sînt independente; rezistența R_x de obicei nu este specificată în catalog.*

● În figura D.10, *c* este dată o schemă în care **rețeaua de compensare este conectată în circuitul de intrare al amplificatorului operațional.** Expresiile pentru pol și zerou sînt:

$$\omega_z = 1/R_C C_C, \quad \omega_p = \frac{R_1 + R_f}{C_C(R_1R_f + R_1R_c + R_1R_p + R_cR_f + R_pR_f)},$$
$$R_p = R_1 \parallel R_f. \tag{D.37}$$

Valorile polului și zeroului depind în acest caz numai de componentele exterioare. În consecință, *rezervele de fază și de amplitudine vor avea valori mai stabile.* Din expresiile (D.37), rezultă că *valorile polului și zeroului sînt practic independente,* ceea ce simplifică mult calculele.

Schema de compensare din figura D.10, *c este avantajoasă și în privința parametrului SR,* deoarece cu cît nivelul de semnal este mai mare la terminalele rețelelor de compensare, cu atît se micșorează mai mult SR.

Compensarea răspunsului în frecvență al amplificatoarelor se poate realiza și prin combinații de rețele.

Transmisia pe buclă compensată a unui amplificator cu un pol triplu, compensat cu o rețea de avans și una de întîrziere cu răspunsul:

$$K\,\frac{1+\mathrm{j}\omega/\omega_1}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_2}\,\frac{1}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_0},\quad \omega_0 \ll \omega_1 \ll \omega_2$$

este:

$$T_c(\mathrm{j}\omega) = f_0 a_0\,\frac{1}{(1+\mathrm{j}\omega/\omega_1)^3}\cdot\frac{1+\mathrm{j}\omega/\omega_1}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_2}\cdot\frac{1}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_0} =$$

$$= f_0 a_0 \frac{1}{(1+\mathrm{j}\omega/\omega_1)^2\,(1+\mathrm{j}\omega/\omega_2)\,\mathrm{j}\omega/\omega_0} \qquad \text{(D.38)}$$

unde K este o constantă care s-a considerat înglobată în f_0.

Ca și în exemplele precedente se calculează ω_{cr} și apoi rezultă limitarea:

$$f_0 a_0 < \frac{2\omega_1}{\omega_0}\cdot\frac{(1+\omega_1/\omega_2)^2}{(1+2\omega_1/\omega_2)^2}. \qquad \text{(D.39)}$$

Pentru $\omega_1 \ll \omega_2/2$, relația (D.39) se reduce la $f_0 a_0 < 2\,\omega_1/\omega_0$, identică cu expresia (D.34) stabilită pentru rețeaua modificată de întîrziere a fazei. Din această cauză, combinația de compensare de mai sus este rar utilizată.

Dacă același amplificator este compensat cu o combinație rețea de avans-rețea modificată de întîrziere a fazei cu răspunsul

$$K'\,\frac{1+\mathrm{j}\omega/\omega_1}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_2}\cdot\frac{1+\mathrm{j}\omega/\omega_1}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_0},$$

transmisia pe buclă compensată are expresia:

$$T_c(\mathrm{j}\omega) = \frac{f_0 a_0}{(1+\mathrm{j}\omega/\omega_1)\,(1+\mathrm{j}\omega/\omega_2)\,(1+\mathrm{j}\omega/\omega_0)}. \qquad \text{(D.40)}$$

Aplicînd relația (D.23) și admițîndu-se condițiile: $\omega_2 \gg \omega_1$ și $\omega_2 \gg \omega_0$, se obține:

$$f_0 a_0 < \omega_2/\omega_1 + \omega_2/\omega_0. \qquad \text{(D.41)}$$

Se poate arăta că în acest caz se obțin rezultate mai bune în privința mărimii lui $f_0 a_0$ și a benzii de frecvență în comparație cu cele obținute la compensarea cu rețea modificată de întîrziere a fazei [1, de la cap. 5].

Compensarea cu rețea de avans-rețea modificată de întîrziere asigură performanțe foarte bune în cazul amplificatoarelor cu poli de valori diferite. Dacă rețelele de compensare asigură răspunsul

$$K\,\frac{1+\mathrm{j}\omega/\omega_2}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_3}\cdot\frac{1+\mathrm{j}\omega/\omega_1}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_0},$$

transmisia pe buclă compensată a unui amplificator cu trei poli este:

$$T_c(\mathrm{j}\omega)=\frac{f_0a_0}{(1+\mathrm{j}\omega/\omega_1)\,(1+\mathrm{j}\omega/\omega_2)\,(1+\mathrm{j}\omega/\omega_3}\cdot\frac{1+\mathrm{j}\omega/\omega_2}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_3}\times$$

$$\times\frac{1+\mathrm{j}\omega/\omega_1}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_0}=\frac{f_0a_0}{(1+\mathrm{j}\omega/\omega_3)^2\,(1+\mathrm{j}\omega/\omega_0)}, \qquad \text{(D.42)}$$

expresie identică cu (D.26). Folosind expresia (D.29) și în condiția $\omega_0 \ll \omega_3$ se obține $f_0a_0 < 2\omega_3/\omega_0$.

La amplificatorul μA 702, pentru $\omega_0/2\pi = 200$ kHz se obțin $f_0a_0 = 2 \cdot 40/0{,}2 = 400$, $f_0 \leqslant 0{,}1$, valori net mai mari față de cele calculate cu relațiile (D.21), (D.22) și (D.23) pentru rețeaua cu avans de fază.

D.4.2. COMPENSAREA MILLER

O schemă de amplificator compensat pe baza efectului Miller este reprezentată în figura D.10, *d*. Capacitatea C_C, ca efect echivalent la intrarea amplificatorului inversor a_2, admis cu un singur pol, apare de forma [4]:

$$C_e = C_C(1-a_2(s)) = C_C\left(1+\frac{a_{02}}{1+s/\omega_2}\right), \quad a_{02}>0. \qquad \text{(D.43)}$$

În bandă, capacitatea echivalentă are expresia $C_C(1+a_{02})$, de unde se observă că pentru C_e pot rezulta valori mari cu C_C de valoare foarte mică, compatibilă cu tehnologia monolitică.

Amplificatorul a_1 necompensat, adică fără C_C în circuit, se admite tot cu un singur pol. Funcția de transfer este:

$$a_1(s) = a_{01}/(1+s/\omega_1), \quad \omega_1 = 1/R_LC_L. \qquad \text{(D.44)}$$

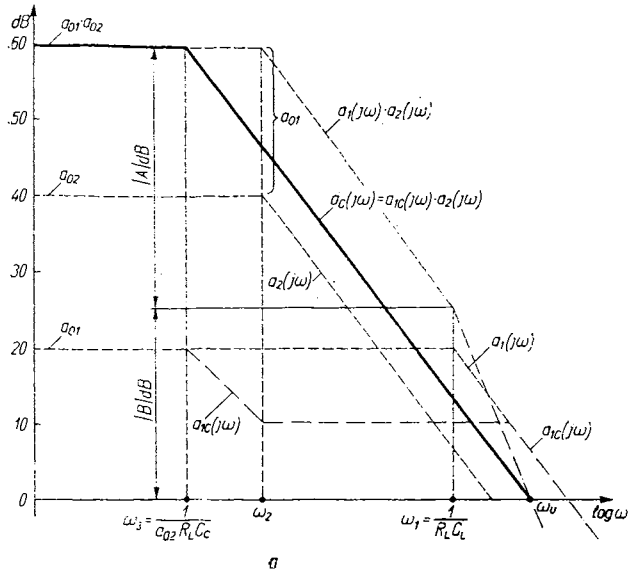
Caracteristicile modul-frecvență pentru cele două amplificări sînt notate cu $a_1(\mathrm{j}\omega)$ și $a_2(\mathrm{j}\omega)$ în figura D.12, *a*. Schema echivalentă pentru calculul amplificării a_1 este dată în figura D12, *b*. R_L și C_L caracterizează ieșirea amplificatorului a_1.

Cu condensatorul C_C în circuit, amplificarea compensată a amplificatorului a_1 este:

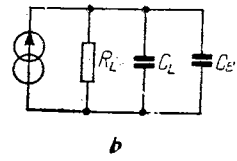
$$a_{1c}(s)=\frac{a_{01}}{1+s/R_L(C_L+C_e)}=\frac{a_{01}}{1+sR_LC_L+sR_LC_e}. \qquad \text{(D.45)}$$

Cu notațiile

$$\omega_3 = 1/a_{02}R_LC_C \quad \text{și} \quad \omega_4 = 1/R_LC_C, \qquad \text{(D.46)}$$



a



b

Fig. D.12. Compensarea Miller:
a — diagrame Bode;
b — circuit echivalent.

amplificarea compensată se poate pune sub forma:

$$a_{1C}(s) = \frac{a_{01}(1 + s/\omega_2)}{1 + s/\omega_1 + s/\omega_2 + s/\omega_3 + s/\omega_4 + s^2/\omega_1\omega_2 + s^2/\omega_2\omega_4} \cdot \quad \text{(D.47)}$$

Expresia (D.47) se poate simplifica avînd în vedere ordinul de mărime al valorilor diferitelor elemente de circuit. Se precizează aceasta în legătură cu amplificatorul operațional μA 741. Etajul driver al acestui amplificator are o rezistență de intrare de 1,4 MΩ și este atacat de la un generator de curent șuntat de o rezistență de 2,5 MΩ. Rezistența văzută la ieșirea etajului driver (R_{c2} în figura D.10, *d*) este 50 kΩ. Condensatorul la intrarea etajului driver este $C_L = 2$ pF, iar $C_C = 30$ pF, $a_{02} \simeq 60$ dB [5, cap. V.]

Datorită acestor valori ale elementelor, primul pol apare la frecvențe atît de joase ($\omega_3/2\pi = 6$ Hz). Polul amplificatorului a_2 este la frecvențe suficient de mari $\omega_2/2\pi > 1$ MHz.

Este util de observat că în nodul de la intrarea driverului există condensatorul C_L și deci condensatorul C_C nu introduce un pol suplimentar.

Alt **avantaj** *al soluției de compensare cu efect Miller se datorează faptului că în răspunsul* a_1 *compensat apare zeroul la frecvența* $\omega_2/2\pi$, *deci și în amplificarea globală compensată* $a_{1c}(s)a_2(s)$. În mod automat se anulează efectul polului etajului compensat (a_2). În amplificatoarele comerciale, compensate pe baza efectului Miller, valorile lui C_C, R_L, a_{01}, a_{02}, ω_1 și ω_2 sînt astfel luate încît panta caracteristicii modul-frecvență să fie —20 dB/dec pînă cînd $|a_{1C}(j\omega)\ a_2(j\omega)|$ dB = 0 dB. *Se asigură* astfel *stabilitatea în cazul reacției totale.* Caracteristica globală este reprezentată în figura D.12, *a*, în condițiile de mai sus.

În numitorul expresiei (D.47), dintre termenii în s se consideră numai s/ω_3. Termenii în s^2 se consideră pentru simplitate aproximativ egali, deşi $\omega_1 > \omega_4$. Cu aceste aproximaţii expresia (D.47) se poate scrie:

$$a_{1C}(s) = \frac{a_{01}(1 + s/\omega_2)}{1 + s/\omega_3 + 2s^2/\omega_1\omega_2}. \tag{D.48}$$

Polii lui $a_1(s)$ au expresiile:

$$s_a, s_b = -\frac{\omega_1\omega_2}{4\omega_3} \pm \frac{\omega_1\omega_2}{4\omega_3}\sqrt{1 - \frac{8\omega_3^2}{\omega_1\omega_2}} \simeq$$

$$\simeq -\frac{\omega_1\omega_2}{4\omega_3} \pm \frac{\omega_1\omega_2}{4\omega_3}\left(1 - \frac{4\omega_3^2}{\omega_1\omega_2}\right), \tag{D.49}$$

(după dezvoltarea în serie de puteri a radicalului).
Rezultă soluţiile aproximative:

$$s_a = -\omega_3, \quad s_b = -\frac{\omega_1\omega_2}{2\omega_3} + \omega_3 \approx -\frac{\omega_1\omega_2}{2\omega_3} = -\frac{\omega_2 a_{02}}{2}. \tag{D.50}$$

Se menţionează că şi expresiile (D.43) şi (D.47) sînt aproximative, deoarece nu s-a considerat încărcarea la ieşirea amplificatorului a_2 cu R_0 şi C_0. O schemă echivalentă mai puţin aproximativă este dată în figura D.13. Calculul locului rădăcinilor la variaţia valorilor elementelor din schemă arată care dintre acestea intervin mai critic în funcţionarea amplificatorului.

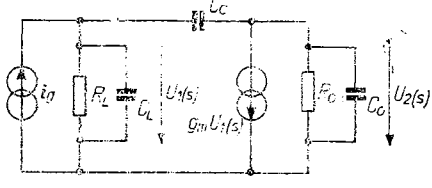


Fig. D.13. Schemă pentru analiza amplificatorului cu compensare Miller.

Din figura D.12, se poate stabili expresia de calcul pentru capacitatea C_c pentru condiţia de pantă constantă pentru caracteristica globală (20 dB/dec) pînă cînd $20 \log |a_{1c}(j\omega)\ a\ a_2(j\omega)| = 1$. Mărimile A şi B se calculează în funcţie de pantă:

$$20 \text{ dB/dec} = 20 \log A/\lg \omega_1/\omega_2; \quad A = \omega_1/\omega_2;$$

$$40 \text{ dB/dec} = \frac{20 \log B}{\lg \omega_u/\omega_1}; \quad (\omega_u/\omega_1)^2 = B; \quad 20 \log A + 20 \log B =$$

$$= 20 \log a_{01}a_{02} = 20 \lg \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot \left(\frac{\omega_u}{\omega_1}\right)^2; \quad a_{01} \cdot a_{02} = \frac{\omega_u^2}{\omega_1\omega_2};$$

$$20 \text{ dB/dec} = \frac{20 \log a_{01}a_{02}}{\lg \omega_u/\omega_3}, \quad \omega_u = \omega_3 a_{01}a_{02} = \frac{a_{01}}{R_L C_c};$$

$$a_{01}a_{02} = \frac{a_{01}}{\omega_1\omega_2(R_L C_C)^2}; \quad C_C = \frac{1}{R_L}\sqrt{\frac{a_{01}}{a_{02}\omega_1\omega_2}}. \tag{D.51}$$

D.5. COMPENSAREA TIP CUPLAJ-ÎNAINTE („FEEDFORWARD")

De regulă, amplificatoarele operaționale au etaje de intrare cu impedanța de intrare și amplificare foarte mari la frecvențe joase. Deoarece în aceste etaje se folosesc tranzistoare *pnp* laterale, cu performanțe modeste la frecvențe înalte, comportarea în frecvență a amplificatoarelor operaționale este nesatisfăcătoare. Pentru a se îmbunătăți răspunsul amplificatorului operațional la frecvențe înalte se recurge la șuntarea etajului de intrare cu un condensator, așa cum se reprezintă în figura D.14. Etajul a_1 are amplificare

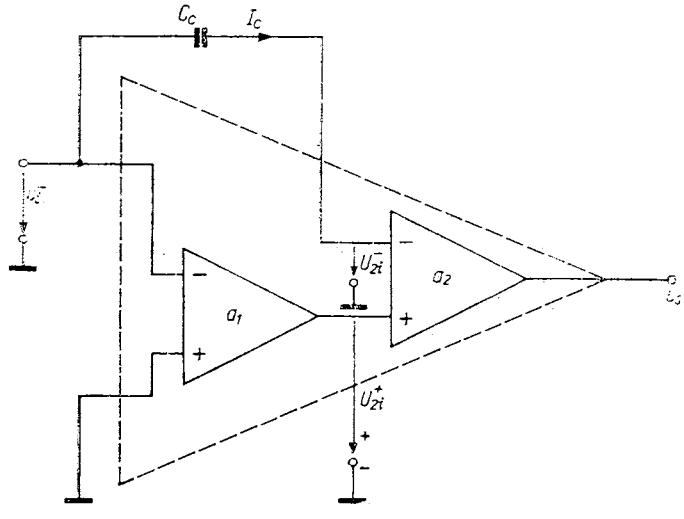


Fig. D.14. Schemă de principiu pentru compensarea tip „cuplaj-înainte".

mare în joasă frecvență, iar etajul a_2 se comportă bine în domeniul frecvențelor înalte. Trebuie observat că față de ieșirea amplificatorului operațional, semnalele de joasă frecvență sînt inversate de etajul a_1, iar cele de înaltă frecvență sînt inversate de etajul a_2. Dacă impedanța văzută între intrarea inversoare a lui a_2 și masă este R, atunci cu notațiile din figura D.14 se pot scrie relațiile:

$$u_0(s) = a_2(s)\,(u_{2i}^+ - u_{2i}^-), \quad u_{2i}^+ = -a_1(s)\,u_i^-(s),$$

$$u_{2\,,i}^- = \frac{sRC_C}{1 + sRC_C}\,u_i^-(s).$$

Pentru tensiunea de ieșire se obține expresia:

$$u_0(s) = -a_2(s)\left[a_1(s) + \frac{sRC_C}{1 + sRC_C}\right] u_i^-(s). \tag{D.52}$$

Amplificarea globală este:

$$a(s) = \frac{u_0(s)}{u_i^-(s)} = -a_2(s)\left[a_1(s) + \frac{sRC_C}{1 + sRC_C}\right]. \tag{D.53}$$

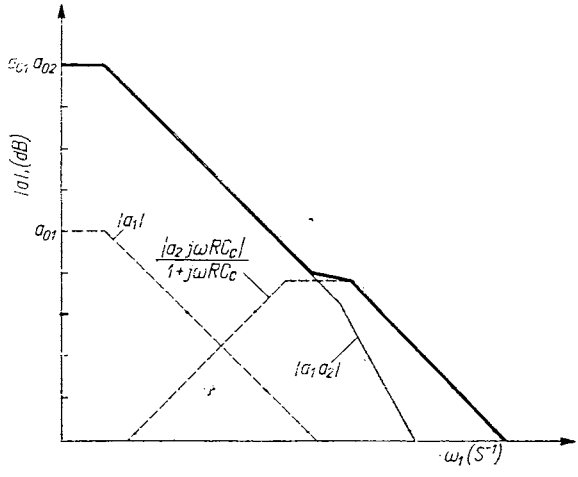


Fig. D.15. Diagrame Bode pentru compensarea tip „cuplaj-înainte".

Diagramele Bode pentru amplificări sînt date în figura D.15. De obicei, compensarea tip „cuplaj înainte" se realizează după schema bloc din figura D.16. *Diferă de compensarea Miller prin faptul că condensatorul C_c se conectează între două terminale active, la care semnalele sînt în fază.* Reacția pozitivă locală trebuie să fie suficient de mică pentru ca etajul a_1 să nu intre în autooscilație.

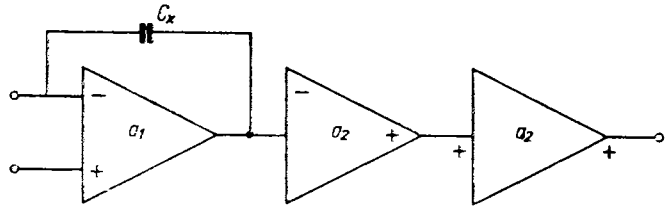


Fig. D.16. Compensare tip „cuplaj-înainte".

La frecvențe joase amplificarea este $a_1a_2a_3$, iar la frecvențe înalte este a_2a_3. Poate să existe un domeniu de frecvență în care cele două semnale să fie de mărime egală și în opoziție de fază, amplificarea globală fiind zero.

De menționat că, *compensarea tip „cuplaj-înainte" asigură performanțe foarte bune în privința parametrului SR și a creșterii benzii de frecvență. Răspunsul amplificatorului este influențat puternic de condensatoarele de sarcină.*

Compensarea tip cuplaj-înainte este recomandată pentru amplificatoarele LM 101, LM 108, μA 748.

D.6. CAUZE CARE POT PROVOCA INSTABILITATEA AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

Instabilitatea amplificatoarelor operaționale poate avea diferite **cauze**, dintre care o parte pot să fie ușor identificate ca de exemplu, *nerespectarea prescripțiilor de catalog pentru compensare, valori prea mici ale amplificării*

în buclă închisă, pentru tipul de compensare folosit, *decuplarea necorespunzătoarea a surselor de alimentare.*

Intrarea în autooscilație a amplificatoarelor operaționale cu reacție mai poate fi determinată de *valorile prea mari ale condensatorului de sarcină, defazaje incorecte în rețeaua de reacție, valoare prea mare pentru rezistența conectată la intrarea neinversoare, capacitate parazită mare între ieșirea amplificatorului operațional și terminalele prevăzute pentru compensarea generatoarelor de eroare* (decalaj).

Condensatorul sarcinii C_L, împreună cu rezistența de ieșire a amplificatorului operațional formează o rețea cu întîrziere de fază. Rezistența de ieșire a amplificatorului operațional crește cu creșterea frecvenței și în consecință frecvența polului se micșorează. Dacă această frecvență devine apropiată de frecvența $\omega_u/2\pi(|T(j\omega_u)| = 1)$, atunci rezerva de fază poate fi anulată și amplificatorul intră în autooscilație.

● La creșterea capacității de sarcină, răspunsul amplificatorului se modifică ca în figura D.17. Banda de frecvență se micșorează și crește defazajul.

În figura D.18 se dă o schemă în care, datorită rezistenței suplimentare R_2, se reduce influența condensatorului de sarcină. R_o, R_2 și C_L introduc un

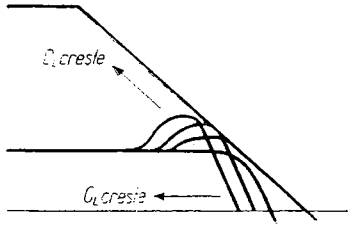


Fig. D.17. Influența capacității de sarcină asupra răspunsului amplificatorului.

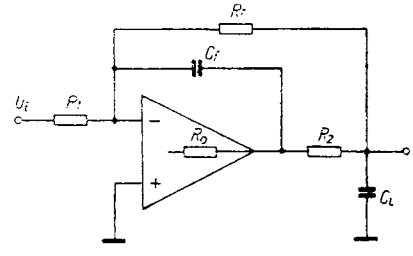


Fig. D.18. Circuit pentru reducerea influenței capacității de sarcină

pol aproximativ la frecvența $\omega_p/2\pi = 1/2\pi[C_L(R_o + R_2)]$. Valorile elemente lor rețelei de avans pot fi alese încît zeroul acesteia $\omega_z/2\pi = \dfrac{1}{2\pi R_f C_f}$ să anuleze polul rețelei de întîrziere. Din această condiție rezultă o relație pentru calculul aproximativ a rezistenței R_2 sau a lui C_f

$$C_f R_f = C_L(R_o + R_2). \tag{D.54}$$

Un **dezavantaj** al schemei îl constituie faptul că nu *poate fi folosită în cazul amplificatoarelor care nu sînt stabile ca repetor.*

● Defazajul incorect în rețeaua de reacție este datorat capacităților parazite. O rețea de avans nedorită poate fi introdusă de capacitatea parazită a rezistorului de reacție R_f, sau o capacitate parazită între intrarea și ieșirea amplificatorului datorată traseelor de circuit imprimat etc.

Rețelele parazite cu întîrziere de fază pot să apară mai ales în cazul amplificatoarelor cu intrare pe FET, destinate să lucreze în conexiunea inversoare cu rezistența de intrare foarte mare, ceea ce presupune și o valoare foarte mare pentru rezistența de reacție R_f. Rezistența de reacție cu capacitatea parazită de intrare pot introduce un pol în apropierea frecvenței ω_u. Acest lucru se întîmplă frecvent.

În figura D.19 se dau două soluții pentru compensarea efectelor capacităților parazite C_1, C_2, C_3 și anume cu rețea de avans (C_f) și cu rețea modificată de întîrziere R_C și C_C. Relațiile de calcul rezultă destul de complicate [9, cap. V].

● În anumite condiții de montaj, dacă rezistența dintre intrarea + și masă este relativ mare și dacă rezistența de intrare a amplificatorului nu este suficient de mare, poate să apară un pol suplimentar în apropierea frec-

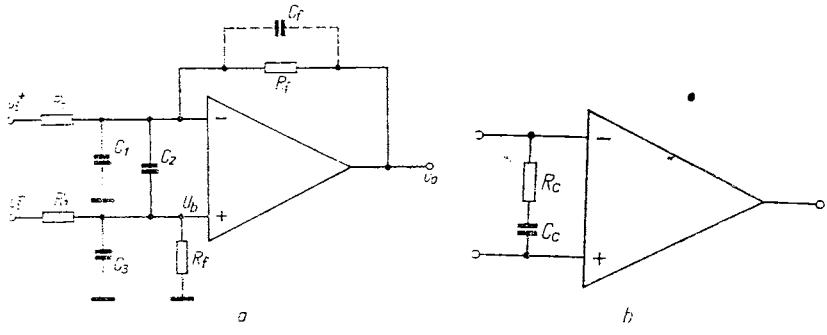


Fig. D.19. Amplificator diferențial:
a — compensarea efectelor capacităților parazite C_1, C_2, C_3 cu o rețea de avans C_f;
b — compensarea efectelor capacităților parazite cu o rețea modificată de întîrziere a fazei.

venței $\omega_u/2\pi$, amplificatorul devenind instabil. Aceasta se poate stabili din figura D.19, *a*. Funcționarea stabilă a amplificatorului se poate asigura prin conectarea unui condensator între intrarea + și masă.

● Instabilitatea datorată capacităților parazite între terminala de ieșire și terminalele de compensare decalaj apare la amplificatoarele la care terminalele de compensare sînt scoase lîngă terminala de ieșire. Dacă la una din aceste terminale există componente de semnal în fază cu tensiunea de ieșire, prin capacitatea parazită se produce o reacție pozitivă.

Plan editură nr. 9500 a. Coli de tipar: 18,25.
Bun de tipar: 21.XI.1983

Tiparul executat sub comanda nr. 495 la Întreprinderea poligrafică „13 Decembrie 1918", Str. Grigore Alexandrescu 89—97, București, Republica Socialistă România